

NUMÉRO 564 NOVEMBRE 1994

CONVERTISSEUR DC-DC FAIBLE PUISSANCE

DOMESTICUS: MODULE SON

L'ANALYSEUR DE SPECTRE RF ADVANTEST U4941

LA SIMULATION DES COUPLAGES MAGNÉTIQUES

PLATINE DE TEST BF MULTI-FONCTIONS



Sommaire

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

MENSUEL édité par
PUBLICATIONS GEORGES VENTILLARD
S.A. au Capital de 5 160 000 F
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.84 - Fax : 42.41.89.40
Télex : 220409 F
Principaux Actionnaires :
- M. Jean-Pierre Ventillard
- Mme Paule Ventillard

Président-Directeur-Général,
Directeur de la Publication :
Jean-Pierre VENTILLARD
Directeur de la Rédaction :
Bernard FIGHIERA
Rédacteur en Chef :
Claude DUCROS
Marketing/Ventes :
Jean-Louis PARBOT
Tél. : 44.84.84.55.
Création maquette :
Rachid MARAI
Inspection des Ventes :
Société PROMEVENTE - M. Michel IATCA
11, rue de Wattignies - 75012 PARIS.
Tél. : 43.44.77.77 - Fax : 43.44.82.14.
Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité
70, rue Compans, 75019 PARIS
Tél. : 44.84.84.85
C.C.P. PARIS 37 93 60
Directeur commercial : Jean-Pierre REITER
Chef de publicité : Francine FIGHIERA
Assistée de : Laurence BRESNU
Abonnement : Marie-Christine TOUSSAINT
Tél. : 44.84.85.16
Voir notre tarif «spécial abonnement».
Pour tout changement d'adresse,
envoyer la dernière bande accompagnée
de 2,80 F en timbres.
IMPORTANT : ne pas mentionner notre
numéro de compte pour les paiements
par chèque postal.

Ce numéro a été tiré à 40 000 exemplaires
Dépôt légal novembre 94 - éditeur 1758
Mensuel paraissant en fin de mois.
Distribué par S.A.E.M. Transports-Presse
Mise en page : J.-L. C.
Photogravure : CJC 75011 PARIS
Photo de couverture : E. Malemanche.









Numéro 564 - Novembre 1994
ISSN 1144-5742

ETUDES ET CONCEPTION

23 PLATINE DE TEST MULTI-FONCTIONS

REALISATION

33 CONVERTISSEUR CC-CC FAIBLE INTENSITÉ
39 COUPLEUR DIRECTIONNEL -10 dB, 500 MHz - 1,2 GHz
45 LPT DAC : CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE SUR PORT PARALLÈLE
55 DISPAC : DISPATCHING AUDIO
65 CARTE ESPION I2C
81 DOMESTICUS : CARTE SON DÉPORTÉ

TECHNIQUE

11 SIMULATION SPICE DES COUPLAGES MAGNÉTIQUES

MESURE ET INSTRUMENTATION

19 L'INSTRUMENT VIRTUEL ADC100
49 L'ANALYSEUR DE SPECTRE RF U4941 ADVANTEST

CIRCUITS D'APPLICATION

87 APPLICATIONS DES RÉSONATEURS À ONDES DE SURFACE

IDÉE ET MÉTHODE

41 RACINES CARRÉES ET DISTANCES SUR µC 8 BITS

INFOS

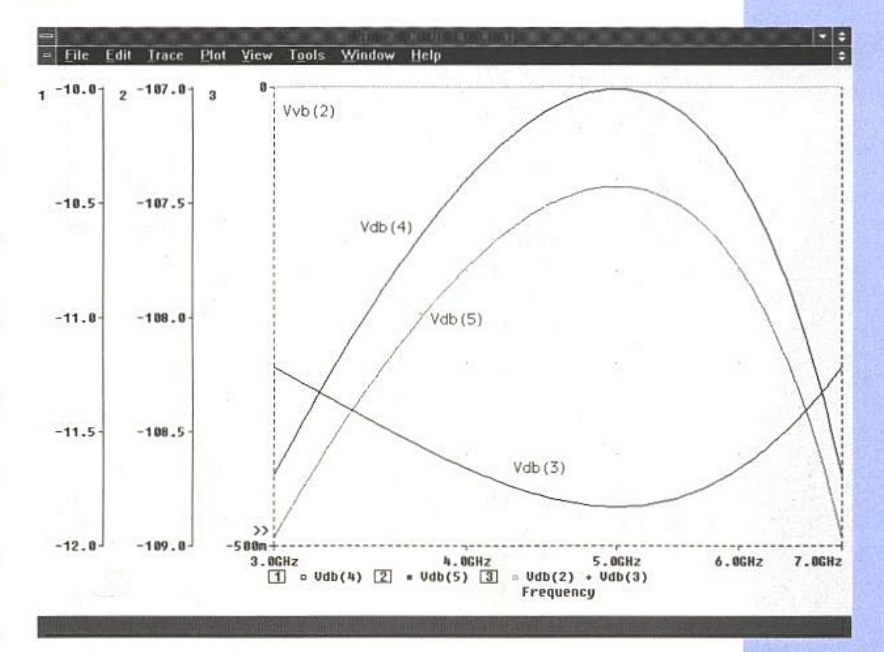
74 NOUVELLES COORDONNÉES ALTAÏ FRANCE
LA VALISE D'ACCESSOIRES DE CABLAGE RICHKO
RÉGULATEUR 15/450V 30mA LR645 SUPERTEX
PROCÉDÉ DE CODAGE HAUTE SÉCURITÉ
78 MISES AU POINT
L'INSTRUMENTATION VIRTUELLE SUR PC CHEZ MULTIPOWER

Ont participé à ce numéro :
J. Alary, F. de Dieuleveult, C. Djabian, J. Garbay, A. Garrigou, G. Girolami, P. Gueulle, P. Oguic, P. Morin, A. Rivat, J.-L. Vern.



SIMULATION SPICE DES COUPLAGES MAGNÉTIQUES

Les couplages magnétiques jouent un rôle très important en électronique, qu'ils soient à noyau de fer (transformateurs d'alimentation, de ligne, ...), sans fer (circuits couplés accordés, ...) ou par leurs effets parasites (couplages entre pistes d'un circuit imprimé, ...). Souvent complexes à calculer, la primitive Kxx de PSPICE permet de reproduire leur comportement avec une très bonne approximation.



Quelques rappels

Soient deux bobines suffisamment proches l'une de l'autre, d'inductances propres L1, L2 et comportant respectivement n1, n2 spires **(figure 1)**. Si le primaire est parcouru par un courant alternatif I1, une partie du flux magnétique produit par L1 traverse L2 en quantité plus ou moins grande suivant la distance et la forme géométrique des bobines.

La définition des coefficients d'auto-induction et d'induction mutuelle permet d'écrire :

L1.I1 = n1.φ1, M.I1 = n2.φ12, et il est logique d'appeler flux de fuite par spire la différence φf1 = φ1 - φ12.

Soit lf1 l'inductance de fuite de la bobine primaire, on a :

n1.φf1 = lf1.I1 = n1.φ1 - n1.φ12, et donc lf1 = L1 - M.n1/n2.

On définit de la même façon, en alimentant le secondaire, une inductance de fuite de la bobine secondaire :

lf2 = L2 - M.n2/n1.

Finalement, en éliminant n1/n2, on obtient la relation fondamentale :

(L1 - lf1).(L2 - lf2) = M²

Un couplage parfait étant caractérisé par la relation :

$M = \sqrt{L1.L2}$

on appelle cœfficient de couplage le rapport :

$K = M / \sqrt{L1.L2}$

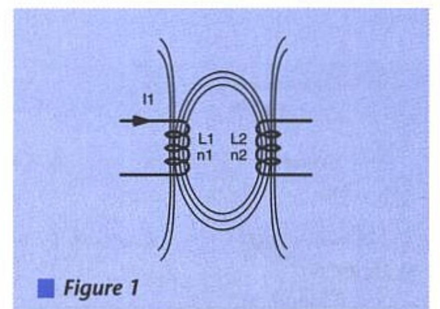


Figure 1

Primitive de couplage Kxx

La primitive Kxx de PSPICE permet de coupler des bobines, avec ou sans noyau de fer, et des lignes de transmission Txx :

Kxx L1 L2 ... Ln
<coeff. de couplage K>
[<modèle de circuit magnétique>]

Kxx T1 T2 ... Tn Lm Cm

Lm =<inductance de couplage>
Cm=<capacité de couplage>

Il faut noter qu'en l'absence de modèle de circuit magnétique, les valeurs de L1 L2 ... Ln représentent l'inductance propre de chaque bobine, alors qu'en présence d'un modèle de circuit magnétique, elles représentent le nombre de spires des enroulements.

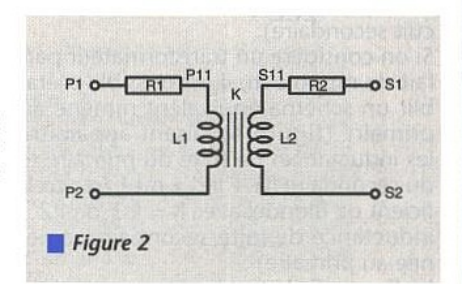


Figure 2

Modèle linéaire de transformateur à noyau de fer

La première syntaxe de la primitive Kxx permet de rendre compte très simplement du fonctionnement d'un transformateur dans la partie linéaire de sa caractéristique. Elle peut être complétée par la spécification des résistances primaire et secondaire :

```
.SUBCKT <nom transformateur> P1 P2 S1 S2
R1  P1  P11  <résistance primaire>
L1  P11  P2  <inductance primaire>
Kxx  L1  L2  <coeff. de couplage K>
L2  S2  S11  <inductance secondaire>
R2  S11  S1  <résistance secondaire>
.ENDS
```

Ce sous-circuit représente un transformateur comportant un enroulement primaire et un enroulement secondaire. Il lui correspond le schéma équivalent de la **figure 2**.



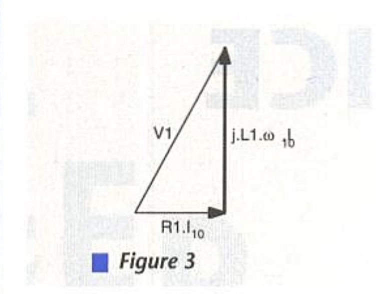


Figure 3

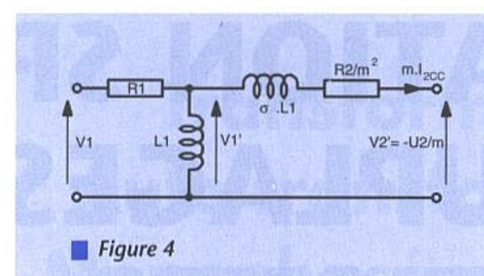


Figure 4

• **Détermination des valeurs des éléments du circuit équivalent :**

Pour déterminer les valeurs des éléments du circuit équivalent, il suffit de mesurer en courant continu les résistances R1, R2 des enroulements, puis de faire en alternatif un essai à vide, ce qui donne m = n2/n1 et L1, puis un essai en court-circuit d'où l'on déduit K et L2.

Essai à vide :

il permet de mesurer V1 (tension primaire), U_{20} (tension secondaire), I_{10} (courant primaire).

Le schéma équivalent montre qu'à vide la tension mesurée au primaire est la somme vectorielle des tensions $R1.I_{10}$ et $j.L1.\omega.I_{10}$ (I_{10} : courant magnétisant) (**figure 3**):

$$\text{d'où}\quad L1 = \frac{\sqrt{V_1^2 - (R1\,.\,I_{10})^2}}{2\,.\,\pi\,.\,f\,.\,I_{10}}$$

$$\text{et}\quad m = n2\,/\,n1 = \frac{U_{20}}{\sqrt{U_1^2 - (R1\,.\,I_{10})^2}}$$

Essai en court-circuit :

il permet de mesurer V1 (tension primaire) et I_{2CC} (courant de court-circuit secondaire).

Si on considère un transformateur parfait de rapport m, il est possible d'établir un schéma équivalent ramené au primaire (**figure 4**) faisant apparaître les inductances de fuite du primaire et du secondaire lf1 + lf2' = σ.L1 (σ : cœfficient de Blondel avec $K = \sqrt{1-\sigma}$; lf2' : inductance de fuite secondaire ramenée au primaire) :

La **figure 5** donne le diagramme vectoriel en court-circuit (V'_2=0).

• **Evaluation des modèles linéaires de transformateurs :**

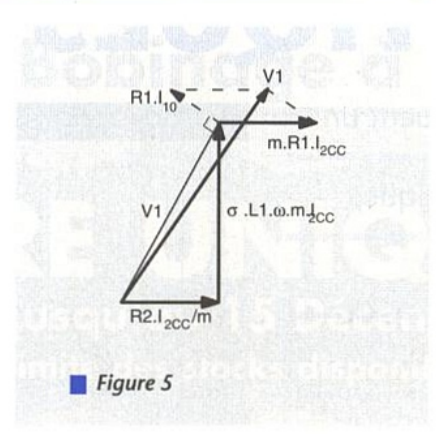


Figure 5

En court-circuit, la tension V'_1 est la somme vectorielle des chutes de tension dans R2/m² et σ.L1. Au primaire, le courant dans R1 est la somme du courant magnétisant, déphasé de π/2 par rapport à V'1, et du courant $m.I_{2CC}$.

Détermination de K et L2

On a :

$V'_1 = (R2/m^2 + j.\sigma.L1.\omega).m.I_{2CC}$

$I_{10} = V'_1/j.L1.\omega$

$V_1 = V'_1 + R1.(I_{10} + m.I_{2CC})$

$= [R2/m^2 + j.\sigma.L1.\omega + R1/j.L1.\omega\,.\,(R2/m^2 + j.\sigma.L1.\omega) + R1].m.I_{2CC}$

$= [R2/m^2 + j.\sigma.L1.\omega + R1.R2/m^2.\,j.L1.\omega + R1.\sigma + R1].m.I_{2CC}$

$= [R2/m^2 + R1 + R1.\sigma + j.(\sigma.L1.\omega - R1.R2/m^2).L1.\omega].m.I_{2CC}$

d'où $[R2/m^2 + R1 + R1.\sigma]^2 + [\sigma.L1.\omega - R1.R2/m^2.L1.\omega]^2 = [V_1/m.I_{2CC}]^2$

En posant :

$A = R2/m^2 + R1$,

$B = R1.R2/m^2.L1.\omega$,

$C = V1/m.I2CC$

on obtient :

$\sigma^2.[R1^2 + (L1.\omega)^2] + 2.R1^2.\sigma + A^2 + B^2 - C^2 = 0$

$D = R1^4 - (R1^2 + (L1.\omega)^2).(A^2 + B^2 - C^2)$

$$\text{et}\quad \sigma = \frac{-R1^2 + \sqrt{D}}{R1^2 + (L1\,.\,\omega)^2}$$

$$K = \sqrt{1-\sigma}$$

$$L2 = L1\,.\left(\frac{m}{K}\right)^2$$

• **Exemples de modèles de transformateurs CECLA/DELTOUR :**

Connaissant V_1, I_{10}, U_{20}, I_{2CC}, R1 et R2, les calculs précédents peuvent être facilement effectués à l'aide d'un tableur, ou, à défaut, d'une calculatrice...

Les données suivantes (**tableau 1**) ont été fournies, en dégageant toute responsabilité, par la société CECLA/DELTOUR, pour un certain nombre de modèles représentatifs de sa gamme. Nous ne pouvons que nous réjouir d'une telle initiative...

Ces résultats montrent d'une part, la forte valeur des inductances primaires des transformateurs à noyau de fer et, d'autre part, un couplage d'autant plus serré que la puissance du transformateur est importante.

Essais à vide et en court-circuit (**figures 6a et 6b**)

Ces simulations confirment la validité du modèle dans le cas d'un fonctionnement linéaire, l'erreur maximale restant inférieure à 2% (essai en court-circuit).

Il faut noter par ailleurs le repérage des connexions de l'inductance L2, repérage qui permet d'obtenir une tension secondaire en opposition de phase avec la tension primaire. I(X1.R1) et I(X2.R2) représentent respectivement les courants mesurés dans les résistances primaire et secondaire des transformateurs X1 et X2.

Exemple d'application

A titre d'application, il est possible d'évaluer le comportement d'un transformateur CECLA M30.94.009 utilisé dans une structure classique d'alimentation linéaire régulée par 7805 (**figure 7**).

A noter que le modèle de base du transformateur a été complété d'une résistance d'isolement RT de 7 megohms (classe E) afin de maintenir une continuité électrique entre primaire et secondaire.

Résultat de simulation (**figure 8**) :

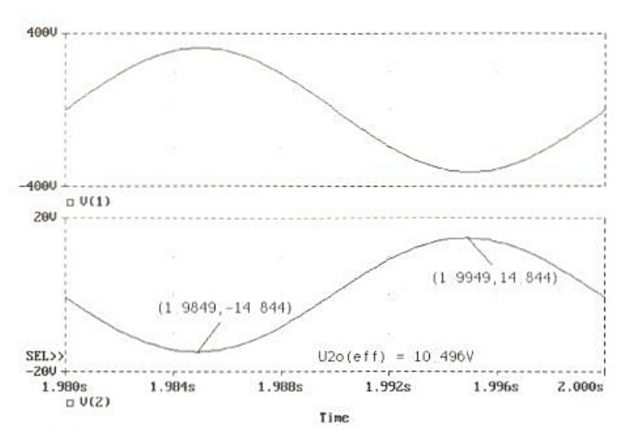
Cette simulation est conforme aux résultats expérimentaux obtenus avec ce type d'alimentation. En particulier, elle confirme la forte pointe de courant secondaire (tension primaire nulle pour un flux nul) et une légère surtension en sortie du regulateur (dépassement de la réponse indicielle) à la mise sous tension

```
* Evaluation du modèle de transformateur CECLA M30.94.009
.SUBCKT CECLA_M30.94.009 P1 P2 S1 S2 ; modele des transformateurs X1 et X2
R1 P1 P11 98.5
L1 P11 P2 7.7821H
K1 L1 L2 0.9744
L2 S2 S22 17.1mH
R2 S22 S1 0.162
.ENDS
.TRAN 1us 2000ms 1.98 200us
.PROBE
V1 1 0 sin(0 325.27 50)
* Essai a vide (U2o, I1o)
X1 1 0 2 0 CECLA_M30.94.009
RL 2 0 1G
* Essai en court-circuit (I2cc)
X2 1 0 0 0 CECLA_M30.94.009
.END
```

Figure 6a

Référence	M1.94.012	M5.94.024	M30.94.009	EYP6.91.212	EYP24.91.209	CE92.250.024
	1VA 220/12 V Moulé	5VA 220/14 V Moulé	30VA 220/9 V Moulé	6VA 220/ 2 x 12 V Moulé	24VA 220/2 x 9 V Moulé	250VA 220/24 V Industriel
f (Hz)	50	50	50	50	50	50
V1 (V)	230	230	230	230	230	230
I1o (A)	0,015	0,031	0,094	0,025	0,029	0,209
U2o (V)	19,6	35.7	10.5	38,3	23,8	25,35
I2cc (A)	0,2	0.7	23,14	0,67	5,1	215
R1 (ohms)	4015	955	98.5	780	141	3,95
R2 (ohms)	45	24	0,162	21,35	1,83	0,05
L1 (H)	47,1046	23,4201	7,7821	29,1791	25,2413	3,5029
m	0,0883	0,1565	0,0457	0,1671	0,1035	0,1102
K	0,8472	0,9273	0,9744	0,9274	0,9811	0,9976
L2 (H)	0,5117	0,6672	0,0171	0,9477	0,2809	0,0428

Tableau 1



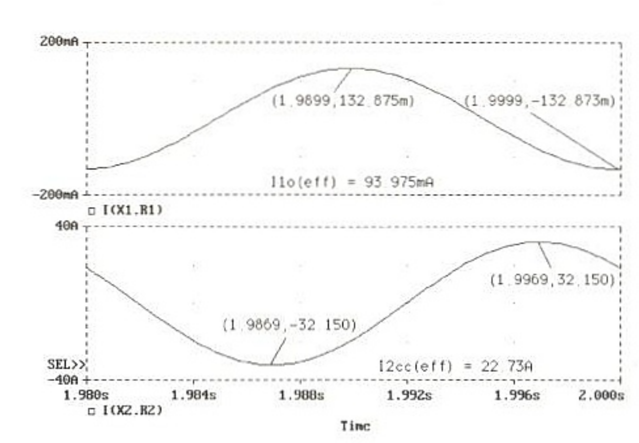


Figure 6b

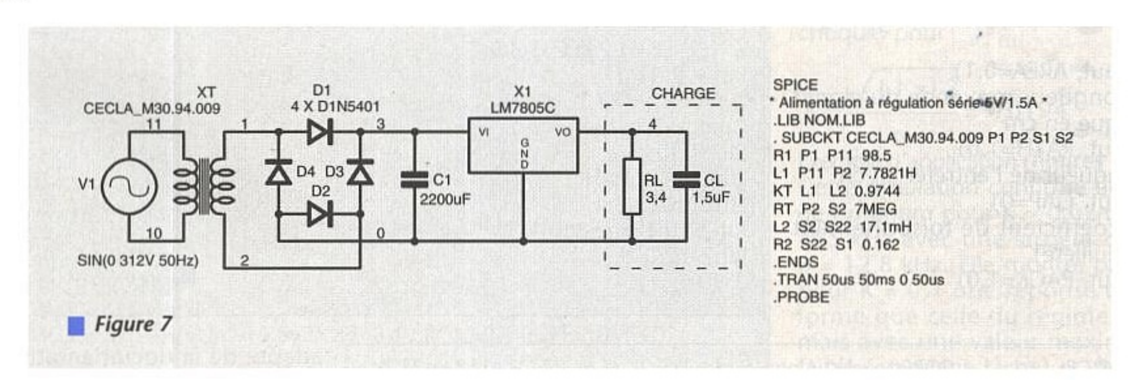
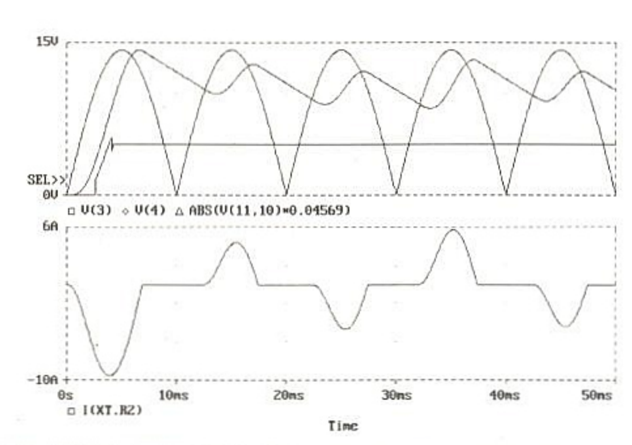


Figure 7



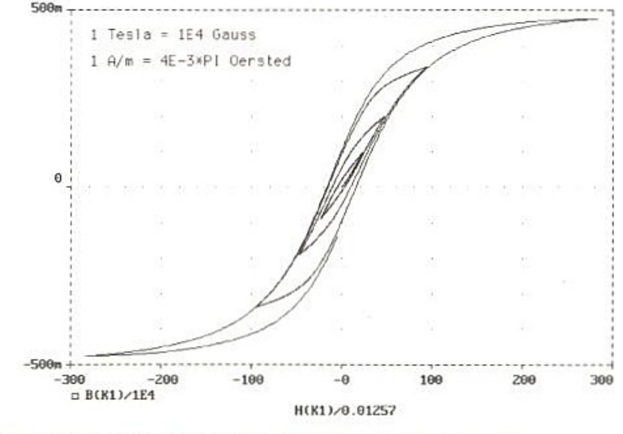


Figure 8

Figure 9



Modèle non-linéaire de transformateur à noyau de fer

Le modèle précédent ne permet pas de simuler le phénomène de saturation du circuit magnétique et l'annulation des effets d'induction qui en découle. PSPICE supportant une primitive de modélisation des circuits magnétiques (primitive CORE), il est possible de rendre compte du fonctionnement non-linéaire d'un transformateur en spécifiant un tel modèle pour la primitive Kxx.

• Modèle de circuit magnétique

Ce modèle, établi par JILES-ATHERTON, est basé sur l'équation de la courbe de première aimantation d'un matériau ferromagnétique. Il permet de traduire en particulier le phénomène de saturation qui apparaît lorsque tous les domaines de WEISS ont pris la direction du champ H.

Cette équation est complétée par une équation analogue à celle d'un frottement mécanique et caractérisant l'ouverture de la courbe d'hystérésis. Elle est par ailleurs complétée d'équations permettant de rendre compte des phénomènes de traînage magnétique et de courbure des domaines de WEISS au niveau des parois.

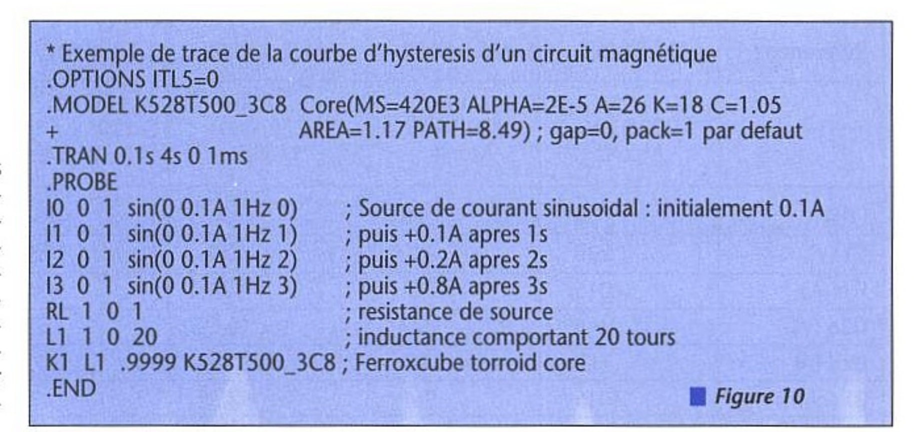
La détermination des paramètres de ce modèle étant plutôt complexe, PSPICE dispose d'un outil (PARTS.EXE) permettant de calculer leur valeur à partir de la courbe d'aimantation B = f(H) d'un matériau (**figure 9**).

En sortie de PARTS, ces valeurs sont stockées dans un fichier d'extension .MOD qu'il est nécessaire de compléter par les données géométriques du circuit magnétique :

AREA : section du circuit magnétique en cm²
(par défaut, AREA=0.1)
PATH : longueur moyenne du circuit magnétique en cm
(par défaut, PATH=1.0)
GAP : longueur de l'entrefer en cm
(par défaut, GAP=0)
PACK : coefficient de foisonnement (circuit feuilleté)
(par défaut, PACK=1.0)

Exemple :

```
.model K3C8          CORE(Level=2 Alpha=0 Ms=415.2K A=44.82 C=.4112 K=25.74)
.model KRM10PL_3C8   ako:K3C8   CORE(Area=.970 Path=4.61)
```



```
* Exemple de trace de la courbe d'hysteresis d'un circuit magnétique
.OPTIONS ITL5=0
.MODEL K528T500_3C8  Core(MS=420E3 ALPHA=2E-5 A=26 K=18 C=1.05
+                     AREA=1.17 PATH=8.49) ; gap=0, pack=1 par defaut
.TRAN 0.1s 4s 0 1ms
.PROBE
I0 0 1 sin(0 0.1A 1Hz 0)     ; Source de courant sinusoidal : initialement 0.1A
I1 0 1 sin(0 0.1A 1Hz 1)     ; puis +0.1A apres 1s
I2 0 1 sin(0 0.1A 1Hz 2)     ; puis +0.2A apres 2s
I3 0 1 sin(0 0.1A 1Hz 3)     ; puis +0.8A apres 3s
RL 1 0 1                     ; resistance de source
L1 1 0 20                    ; inductance comportant 20 tours
K1 L1 .9999 K528T500_3C8 ; Ferroxcube torroid core
.END
```

Figure 10

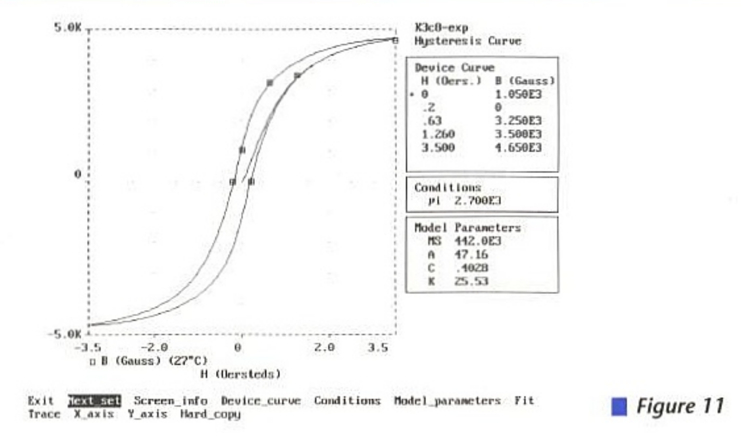
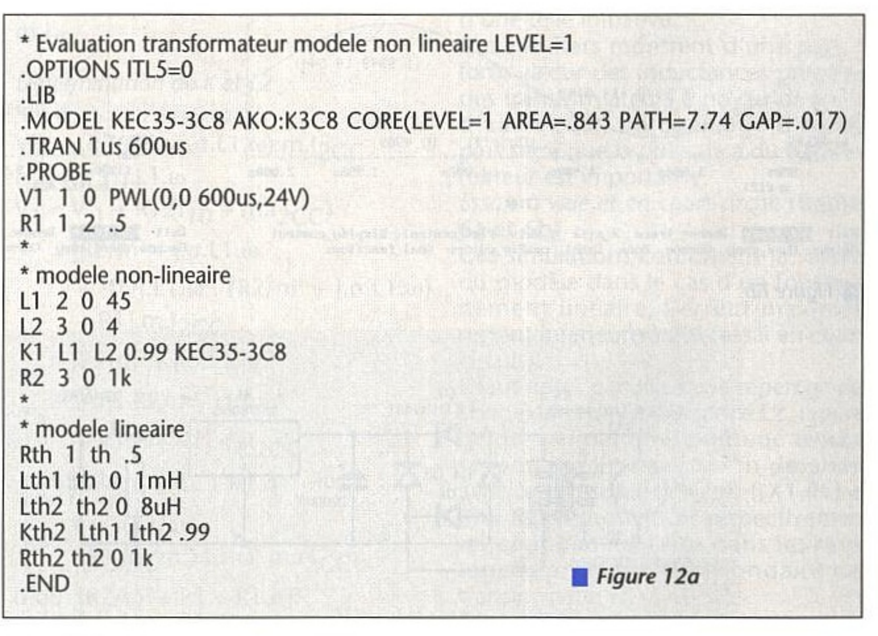


Figure 11



```
* Evaluation transformateur modele non lineaire LEVEL=1
.OPTIONS ITL5=0
.LIB
.MODEL KEC35-3C8 AKO:K3C8 CORE(LEVEL=1 AREA=.843 PATH=7.74 GAP=.017)
.TRAN 1us 600us
.PROBE
V1 1 0 PWL(0,0 600us,24V)
R1 1 2 .5
*
* modele non-lineaire
L1 2 0 45
L2 3 0 4
K1 L1 L2 0.99 KEC35-3C8
R2 3 0 1k
*
* modele lineaire
Rth 1 th .5
Lth1 th 0 1mH
Lth2 th2 0 8uH
Kth2 Lth1 Lth2 .99
Rth2 th2 0 1k
.END
```

Figure 12a

Remarque :
Lors de l'affectation d'un modèle de circuit magnétique à un élément de type Kxx, les valeurs des bobines associées représentent leurs nombres de spires.

L1 1 2 40
K1 L1 0.99 KRM10PL_3C8

• Visualisation d'un cycle d'hystérésis

L'outil de visualisation graphique de résultats de simulation PROBE disposant d'opérateurs B(Kxx) et H(Kxx) permettant de visualiser la trace du champ et de l'induction d'un circuit magnétique, il est possible d'afficher le cycle d'hystérésis d'un matériau soumis à un champ périodique croissant (**figures 10 et 11**) :

Lorsque le champ H décroît à partir de la valeur Hmax, l'induction, pour une même valeur de H, a une valeur plus élevée qu'au cours de la croissance de l'excitation. Au bout d'un certain nombre d'opérations, les courbes coïncident et réalisent un cycle d'hystérésis.

• Comportement d'un transformateur en saturation (figures 12a et b)

Cette simulation met bien en évidence le fait que, lorsque le flux d'induction atteint la valeur de saturation du circuit magnétique, il y a annulation des effets d'induction dans le secondaire.

• *Exemple d'application - Convertisseur Flyback 5V/8A* (**figure 13**).

La simulation de ce convertisseur adapté de la documentation MOTOROLA du circuit UC3842B/D doit permettre de vérifier que le noyau magnétique ne se sature pas (noyau saturé lorsque la forme des courants dans les enroulements n'est plus trapézoïdale) et d'une manière plus générale, le bon fonctionnement du circuit. Le transistor de commutation MTP4N50 a été remplacé par un interrupteur commandé en tension S1, et la commande par une source de tension pulsée.

Cahier des charges :
VE = 150V, VS = 5V, IS = 8A

Eléments de conception : en se fixant une fréquence de découpage fd de 40kHz, un rapport cyclique α maximum de 0,45, un rendement η minimum de 0,7 et compte tenu des caractéristiques du noyau EC35-3C8 (area= 84,3mm², path = 77,4mm, μr = 2000), il vient :



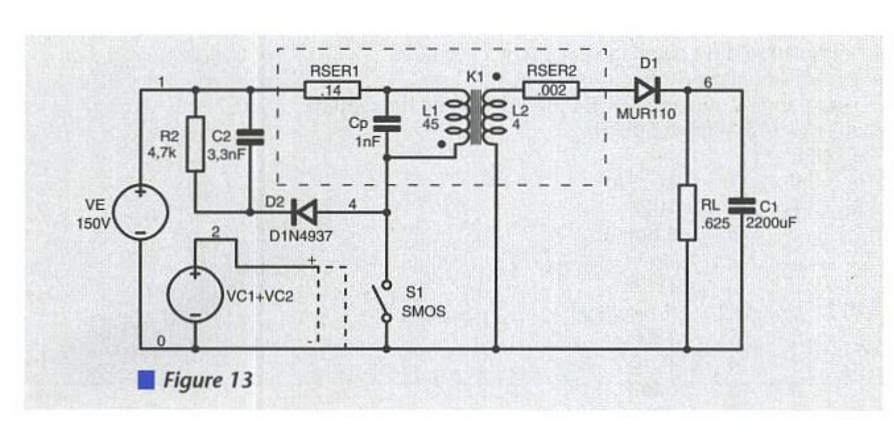


Figure 13

Circuits couplés accordés

En radiofréquences, il est souvent nécessaire de faire passer de l'énergie d'un circuit à un autre sur une bande de fréquence spécifiée. Le couplage magnétique de deux circuits oscillants accordés permet de réaliser un filtre passe-bande tout en assurant l'isolement galvanique des deux circuits (**figure 16**). La sélectivité du filtre est déterminée par la valeur du coefficient de couplage K.

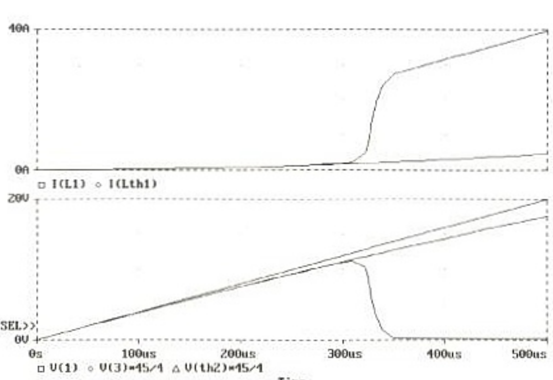


Figure 12b

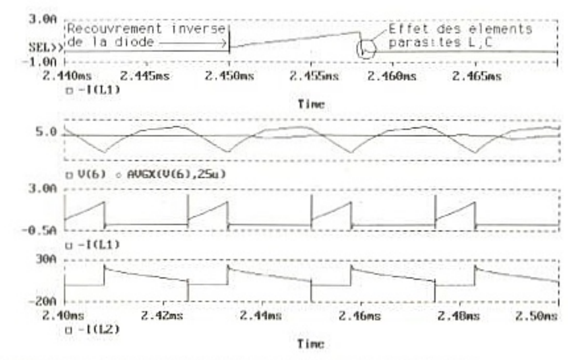


Figure 15

```
* Convertisseur flyback 5V/8A
.OPTIONS ITL5=0  RELTOL=0.01 ABSTOL=1E-4 ITL4=40
.LIB NOM.LIB
.MODEL KEC35-3C8 AKO:K3C8 CORE(LEVEL=1 AREA=0.843 PATH=7.74 GAP=0.018)
.IC V(6)=5V
.TRAN 1us 2500us UIC
.PROBE V(1) V(2) V(4) V(5) V(6) I(L1) I(L2)
VE      1   0     150V
VC1     2   20    PULSE(0.1 13.5 25us 50ns 50ns 7.82us 25us)
VC2     20  0     PWL(0s,13.5 10us,13.5 10.05us,0)
S1      4   0     2 0 SMOS
D2      4   8     D1N4937
R2      8   1     4.7k
C2      8   1     3.3nF
Cp      4   1     1nF ; capacites parasites (cablage, enroulements, ...)
RSER1       4     40 0.14
L1      40  1     45 IC=0
K1      L1  L2    0.99 KEC35-3C8
L2      50  0     4
RSER2       50    50.002
D1      5   6     MUR110
C1      6   0     2200uF
RL      6   0     .625
.MODEL SMOS VSWITCH(VON=13.5V VOFF=0.1V RON=0.1 ROFF=10MEG)
.END
```
Figure 14

$$L1 = \frac{VE^2 \times \alpha_{max}^2 \times \eta}{2 \times fd \times VS \times IS} = 997\ \mu H$$

$$gap = \frac{area \times n1^2 \times \mu_0}{L1} - \frac{path}{\mu_r} = 0{,}176$$

$$\alpha = \frac{(VS + VD1) \,.\, n1}{VE \,.\, n2 + (VS + VD1) \,.\, n1} = 0{,}31$$

$$ton = \frac{\alpha}{fd} = 7{,}75\ \mu s$$

Fichier circuit : après quelques essais ayant permis d'ajuster le rapport cyclique et la valeur de l'entrefer (saturation pour gap = 0,18 mm), et en limitant la précision de PSPICE (RELTOL = .01, ABSTOL = 1E-4) compte tenu de la valeur des courants, on obtient le fichier circuit de la **figure 14** et les résultats de la **figure 15** :

Cette simulation montre que, compte tenu des choix effectués, le noyau magnétique ne sature pas (saturation pour t_{on} = 8,5 µs). Elle montre par ailleurs les surintensités dues au phénomène de recouvrement inverse de la diode D1 apparaissant au secondaire et au primaire du transformateur, ainsi que l'effet de l'inductance de fuite et des capacités parasites (surtension oscillatoire amortie aux bornes du primaire).

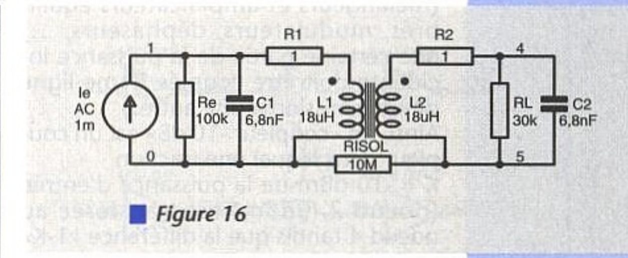


Figure 16

Le couplage est optimum (couplage critique) pour

$$K = \frac{\sqrt{L1 \times L2}}{\omega} = 0{,}0194$$

Exemple d'application (**figures 17 et 18**) :
Cette simulation confirme un couplage optimum pour K = 0,02 centré sur 455 kHz avec une largeur de bande B = 12,8 kHz. Elle montre par ailleurs pour K = 0,1 une réponse de même forme que celle du régime critique, mais avec une valeur maximale plus faible (couplage lâche) et, à l'inverse, pour K = 0,03 une réponse qui présente deux valeurs maximales sensiblement égales à celle du régime critique, et une valeur minimale centrée sur 455 kHz (couplage serré).

Lignes de transmission couplées

Lorsque deux lignes sont placées à proximité, elles présentent un certain couplage et l'énergie peut passer de l'une à l'autre (**figure 19**).
Les valeurs de la mutuelle Lm et de la capacité de couplage Cm dépendent de la longueur des parties des lignes en regard et de leur espacement. Si cette longueur est égale à un quart d'onde,



l'ensemble constitue un filtre passe-bande centré sur la fréquence correspondante.

Depuis la version 5.40, PSPICE permet de simuler un tel couplage par une extension de la primitive Kxx :

Kxx T1 T2 lm=<mutuelle linéique> Cm=<capacité linéique de couplage>

T1, T2 représentent deux lignes de transmission avec pertes de caractéristiques R, L, C, G et de longueur LEN. Lm et Cm peuvent être interprétés comme les termes de la diagonale secondaire des matrices de couplage capacitif [C] et inductif [L] :

$$[C] = \begin{bmatrix} C_{11} & Cm \\ Cm & C_{22} \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{11} & Lm \\ Lm & L_{22} \end{bmatrix}$$

Bien que le modèle de couplage utilisé par PSPICE ne soit théoriquement exact que pour des lignes, avec ou sans pertes, homogènes et également espacées, il donne néanmoins encore de bons résultats pour des lignes quelconques à faibles pertes.

Exemple d'application

- **Coupleur directif 5GHz, -10 dB :**

Dans un certain nombre d'applications (mélangeurs et amplificateurs équilibrés, modulateurs, déphaseurs, ...) une certaine partie de la puissance incidente doit être couplée d'une ligne de transmission à une autre.

Ainsi, un «coupleur -10 dB» est un coupleur dans lequel une fraction K = -10 dBm de la puissance d'entrée (noeud 2, 0dBm) est transférée au noeud 4 tandis que la différence «1-K» = -0,458 dBm est transférée au noeud 3 et que le noeud 5 est totalement découplé du noeud 2 (**figure 20**).

Simulation fonctionnelle :

Lors de l'étude des lignes couplées, on démontre qu'il existe deux modes de propagation, appelés mode commun et mode différentiel (pair et impair en américain), et que leur comportement peut être représenté par le schéma équivalent de la **figure 21** avec :

$$Zc = Zo \cdot \sqrt{\frac{1 + 10^{K/20}}{1 - 10^{K/20}}} = \sqrt{\frac{L + Lm}{C}}$$

$$Zd = Zo \cdot \sqrt{\frac{1 - 10^{K/20}}{1 + 10^{K/20}}} = \sqrt{\frac{L - Lm}{C + 2.Cm}}$$

Compte tenu d'un coefficient K= -10 dBm, on obtient Zc = 69,37 Ω et Zd = 36,038 Ω, d'où le fichier circuit de la **figure 22** et les résultats de la **figure 23**.

Simulation structurelle :

A l'aide des méthodes développées dans l'ouvrage de T.C. EDWARDS - Conception des circuits micro-ondes - MASSON 1984, on obtient pour le couplage des lignes microbandes des rapports w/h = 0,85, s/h = 0,25 (w : largeur de bande, h : épaisseur du substrat, s : espace inter-bandes) et une longueur de 6,4 mm. A partir de ces données et des caractéristiques du substrat (εr = 9 ; h = 1 mm), il est possible de déterminer les caractéristiques Zo = 60,47 Ω et C = 112,61 pF/m des lignes pour un couplage «à vide» et, en définitive, les caractéristiques électriques du couplage : L = 411,75 nH/m ;

```
* Simulation d'un couplage par circuits accordes
.param Couplage=.02
.step param Couplage .01 .04 .01 ; debut, fin, increment
.AC LIN 100 400kHz 500kHz
.PROBE
Ie    0    1    AC 1m
Re    1    0    100k
C1    1    0    6.8nF
R1    1    2    1
L1    2    0    18uH
K12   L1   L2   {Couplage}
L2    3    5    18uH
R2    3    4    1
C2    4    5    6.8nF
RL    4    5    30k
RISOLEMENT      5 0 10MEG
.END
```

Figure 17

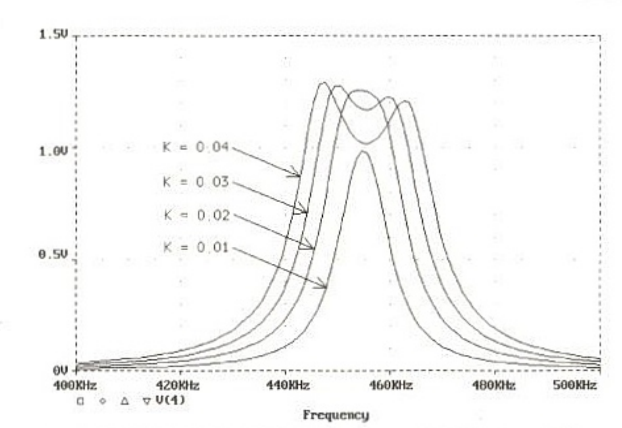


Figure 18

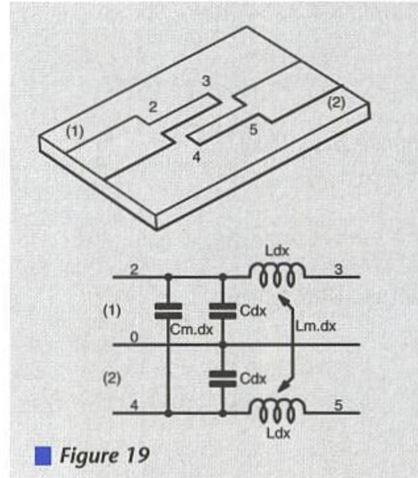


Figure 19

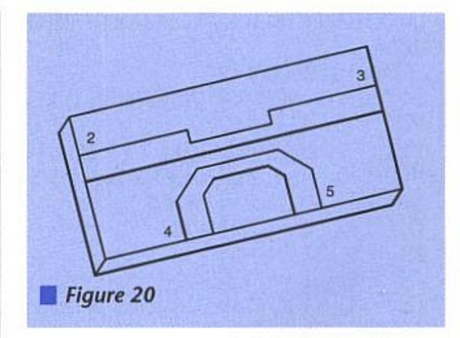


Figure 20

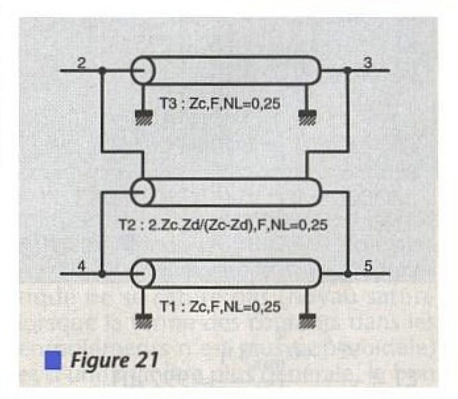
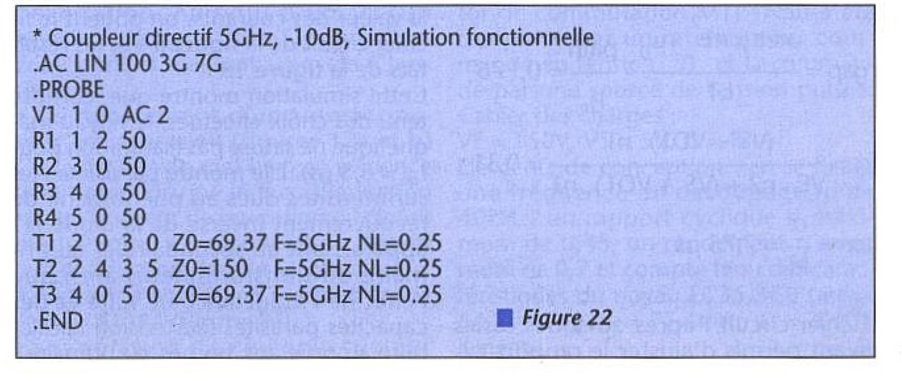
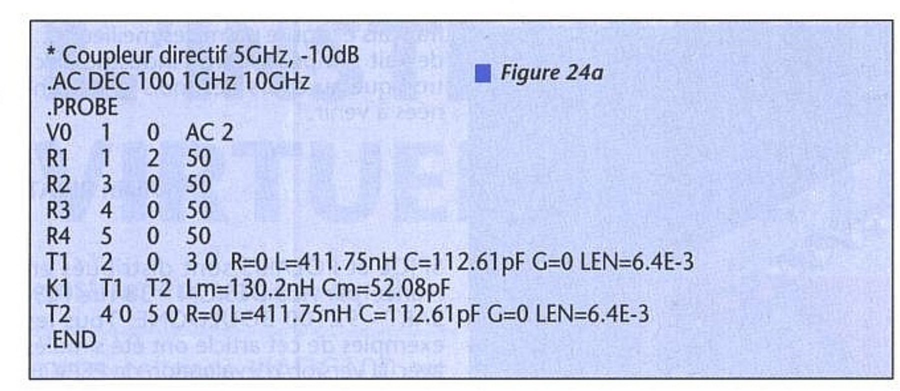


Figure 21



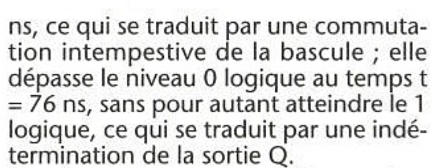
```
* Coupleur directif 5GHz, -10dB, Simulation fonctionnelle
.AC LIN 100 3G 7G
.PROBE
V1 1 0 AC 2
R1 1 2 50
R2 3 0 50
R3 4 0 50
R4 5 0 50
T1 2 0 3 0 Z0=69.37 F=5GHz NL=0.25
T2 2 4 3 5 Z0=150   F=5GHz NL=0.25
T3 4 0 5 0 Z0=69.37 F=5GHz NL=0.25
.END
```

Figure 22



```
* Coupleur directif 5GHz, -10dB
.AC DEC 100 1GHz 10GHz
.PROBE
V0   1   0   AC 2
R1   1   2   50
R2   3   0   50
R3   4   0   50
R4   5   0   50
T1   2   0   3 0 R=0 L=411.75nH C=112.61pF G=0 LEN=6.4E-3
K1   T1  T2  Lm=130.2nH Cm=52.08pF
T2   4 0  5 0 R=0 L=411.75nH C=112.61pF G=0 LEN=6.4E-3
.END
```

Figure 24a



ns, ce qui se traduit par une commutation intempestive de la bascule ; elle dépasse le niveau 0 logique au temps t = 76 ns, sans pour autant atteindre le 1 logique, ce qui se traduit par une indétermination de la sortie Q.
A noter que ces commutations se traduisent par des messages d'avertissement de PSPICE compte tenu de largeurs d'impulsions inférieures au minimum requis pour la technologie AS : la bascule X3A pourra commuter ou non dans la réalité sur un glitch de cette amplitude.

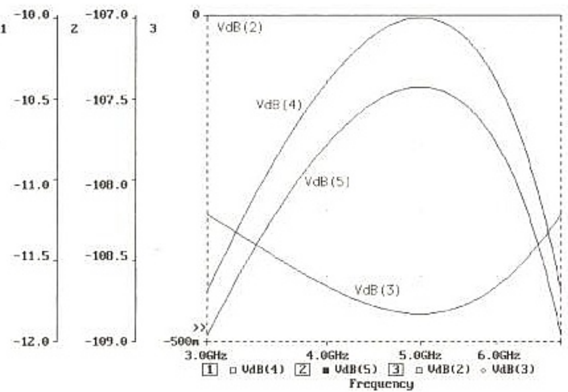


Figure 23

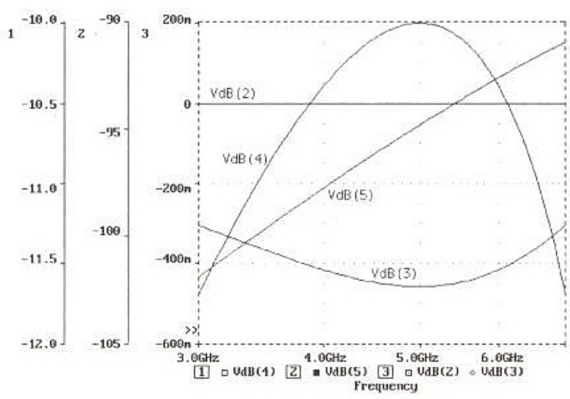


Figure 24b

C = 112,61 pF/m ; Lm = 130,2 nH/m ; Cm = 52,08 pF/m (pour cette simulation, les lignes sont supposées sans pertes : R = G = 0).
Cette simulation (**figures 24a et b**) confirme à la fois les caractéristiques dimensionnelles des lignes microbandes et la validité des équations ayant permis de déterminer leurs caractéristiques électriques. A noter que ces calculs prennent en compte les effets de bord et de dispersion.

Couplages parasites et CEM

Comme l'a montré D. PARET dans le n° 547 d'ERP («CEM et PCB»), le routage des pistes sur un circuit imprimé affecte d'une manière importante les performances CEM d'une carte. En effet, de simples conducteurs présentent une inductance de l'ordre de 1 µH/m et leur proximité peut se traduire par des couplages magnétiques non négligeables :

Type de ligne	Couplage
fils parallèles	0,5-0,7
PCB 2 couches	0,6-0,9
PCB multicouches	0,9-0,97
câble coaxial	0,8-1,0
RG-58 coax	0,996

Exemple de couplage entre deux lignes :
Si les circuits X1/X2, X3/X4 de la **figure 25** sont connectés par deux pistes parallèles de longueur 30 cm, il est possible de déterminer leur susceptibilité en considérant un coefficient de couplage K = 0,6 .
Cette simulation (**figures 26 et 27**) montre qu'aux instants t = 60 ns et 125 ns, le couplage de la piste L2 à la piste L1 se traduit par l'apparition d'impulsions parasites. Il est toutefois probable que ces impulsions seront absorbées par la porte de sortie compte tenu de leur faible durée (≈ 1,8 ns) et de leur faible niveau (≈ 1,6 V).

Couplage de pistes en technologie microstrip :
Lors de la conception de cartes comportant des circuits rapides (technologies AS, ECL, ...), il est d'usage de réaliser des plans de masse et d'alimentation afin de diminuer la résistance et l'inductance des lignes d'alimentation, et d'augmenter leur capacité. De ce fait, toutes les pistes dont le retard de propagation est supérieur à quatre fois le temps de montée/descente des circuits (longueur LEN ≥ 8E7.tr) doivent être considérées comme des lignes de transmission (microstrip ou stripline). Ces pistes sont susceptibles de réflexions, d'oscillations et/ou de diaphonies.
Le calcul des caractéristiques électriques d'un PCB étant un exercice particulièrement difficile, il est vivement conseillé d'utiliser un logiciel d'analyse d'intégrité du signal tel que POLARIS® de la société MICROSIM. Associé à un simulateur tel que PSPICE, il devient ainsi possible de détecter d'éventuels glitches liés aux réflexions et diaphonies.

Exemple de diaphonie entre pistes (**figure 28**) :
Piste de largeur 10 mils, de longueur 9 pouces et espacées de 20 mils. Substrat époxy (εr = 4,7) d'épaisseur 50 mils.
1 mil = 10^{-3} pouce
Cette simulation (**figures 29 et 30**) montre que le signal induit sur la ligne d'horloge de X3A atteint le niveau 1 logique aux instants 23,4 ns et 123,4

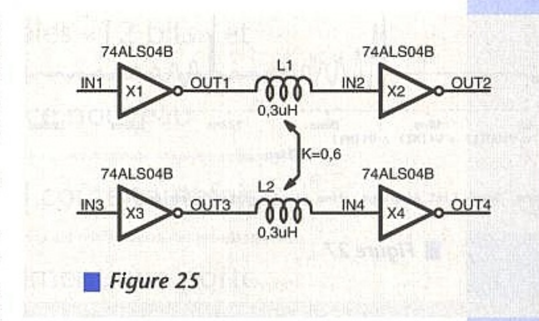


Figure 25

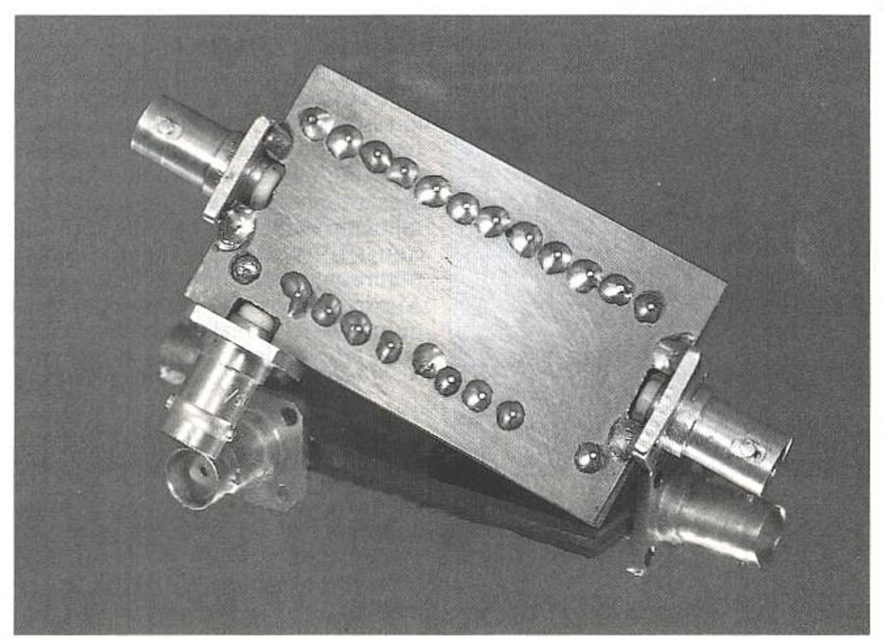
```
* Evaluation CEM, susceptibilite de deux pistes
.LIB NOM.LIB
.TRAN 10ns 200ns
.PROBE
VCC 1  0  5V
U1 STIM(2,11) $D_DPWR $D_DGND IN1 IN3 IO_STM
+  0ns 11
+  50ns 01
+ 120ns 11
X1 IN1 OUT1 74ALS04B
L1 OUT1 IN2 .3uH
X2 IN2 OUT2 74ALS04B
X3 IN3 OUT3 74ALS04B
L2 OUT3 IN4 .3uH
X4 IN4 OUT4 74ALS04B
K12 L1 L2 0.6
.END
```

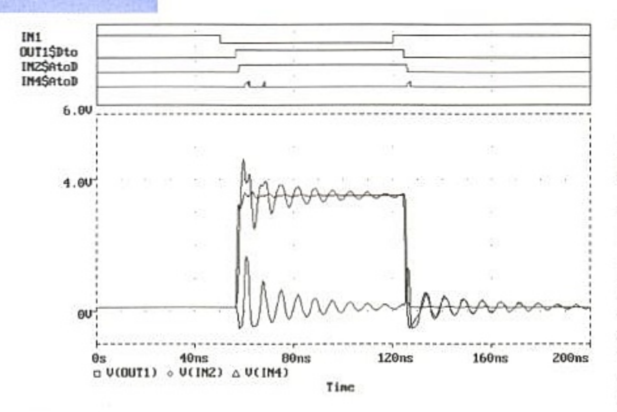
Figure 26

En guise de conclusion

La simulation des couplages magnétiques à l'aide de PSPICE ou d'équivalents SPICE, si elle ne dispense pas de la réalisation d'un prototype, permet de prédéterminer avec une bonne approximation le comportement des circuits. Cette simulation peut même s'avérer indispensable lorsque le couplage participe de manière critique au







■ *Figure 27*

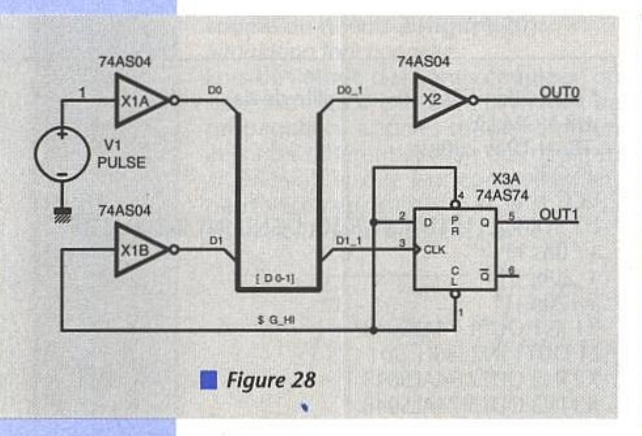
fonctionnement du circuit : la détermination des caractéristiques du transformateur utilisé en transmission de signaux sur réseau électrique 220 V en est un excellent exemple comme l'atteste la note d'application TEXAS INSTRUMENT «Using the TLE2301 Power Operational Amplifier for Signal Transmission on the Mains Network». Il en est de même en technologie micro-onde où l'utilisation conjointe ou non de POLARIS et PSPICE peut permettre d'éviter la réalisation de nombreux prototypes, ou de corrections, coûteuses en temps et prix de revient. De ce point de vue, l'utilisation de logiciels de simulation analogique performants tels que PSPICE ou SMASH (qui, faut-il le rappeler, est un logiciel 100 % français et figure parmi les meilleurs ...) devrait s'imposer dans l'industrie électronique au cours des mois et des années à venir.

Alain RIVAT

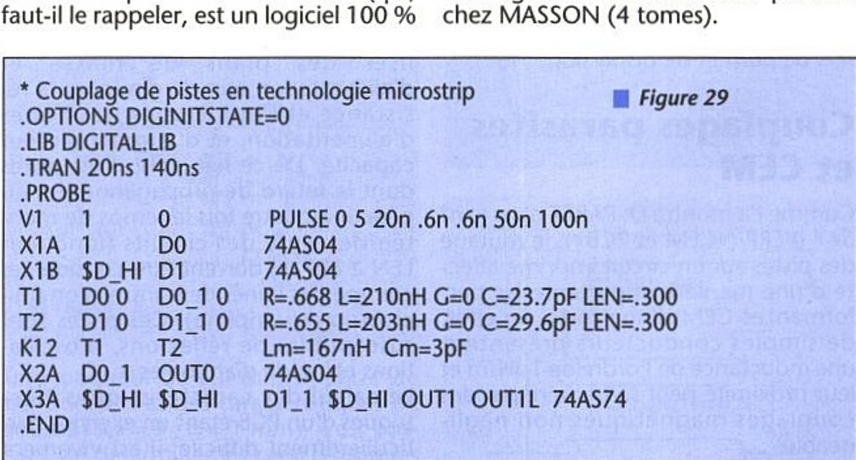
SPICE et POLARIS sont distribués en France par ALS DESIGN - 38 rue FESSART - 92100 BOULOGNE. Tous les exemples de cet article ont été simulés avec la version d'évaluation de PSPICE, disponible auprès d'ALS DESIGN.
SMASH est édité par DOLPHIN INTEGRATION - 8 chemin des Clos - BP 65 - ZIRST - 38242 MEYLAN CEDEX.
CECLA/DELTOUR
St-Victor de Cessieu
BP 131 - La Tour-du-Pin Cedex

Bibliographie

«Simulation Analogique PSPICE 5.30» - A. RIVAT - Editions DUNOD TECH - 1994. Cet ouvrage couvre l'utilisation, l'exploitation et les problèmes de modélisation de PSPICE.
Concernant la technologie micro-ondes, il n'existe que peu d'ouvrages de langue française. Peuvent néanmoins être consultés avec profit :
«Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes» - P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL, J.F. SAUTEREAU - Editions DUNOD UNIVERSITE - 1985
«Conception des circuits micro-ondes» - T.C. EDWARDS - MASSON - 1984
«Problèmes d'électronique impulsionnelle - Les lignes» - J.P. VABRE et GARLABAN - ELLIPSES - 1993, ainsi que les ouvrages du même auteur publiés chez MASSON (4 tomes).

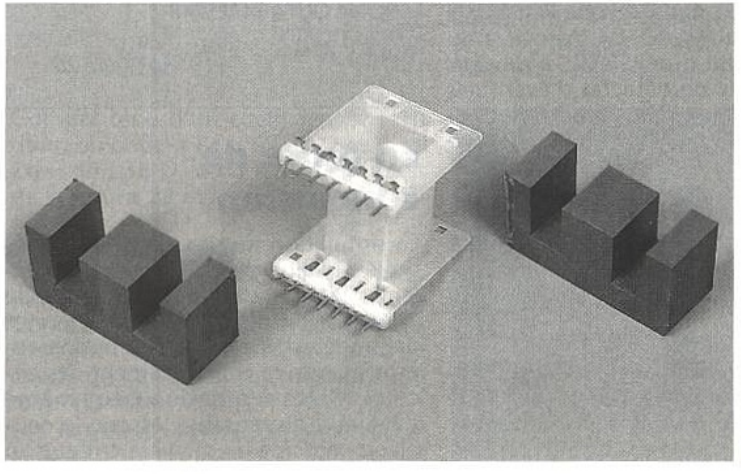


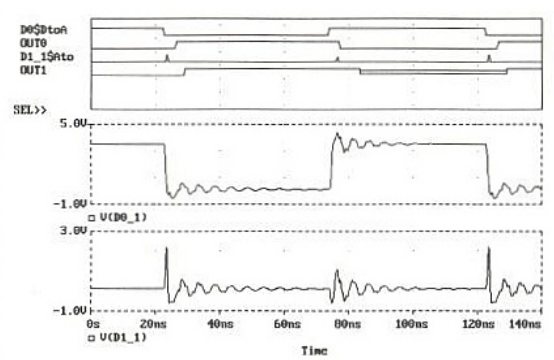
■ *Figure 28*



```
* Couplage de pistes en technologie microstrip
.OPTIONS DIGINITSTATE=0
.LIB DIGITAL.LIB
.TRAN 20ns 140ns
.PROBE
V1    1      0        PULSE 0 5 20n .6n .6n 50n 100n
X1A   1      D0       74AS04
X1B   $D_HI  D1       74AS04
T1    D0 0   D0_1 0   R=.668 L=210nH G=0 C=23.7pF LEN=.300
T2    D1 0   D1_1 0   R=.655 L=203nH G=0 C=29.6pF LEN=.300
K12   T1     T2       Lm=167nH  Cm=3pF
X2A   D0_1   OUT0     74AS04
X3A   $D_HI  $D_HI    D1_1 $D_HI OUT1 OUT1L 74AS74
.END
```

■ *Figure 29*



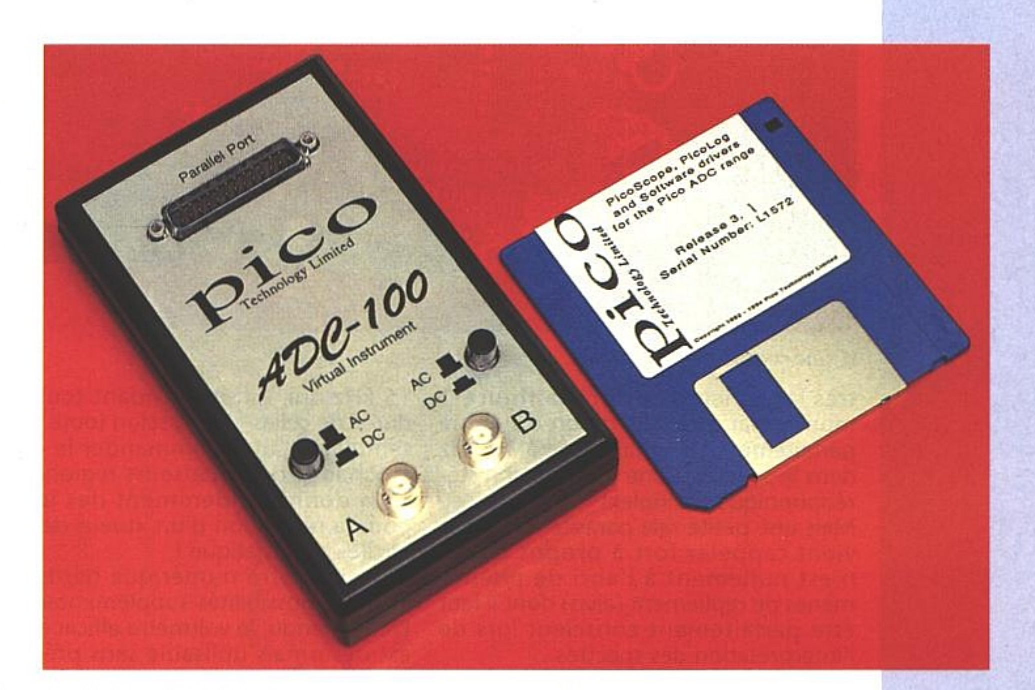


■ *Figure 30*



L'INSTRUMENT VIRTUEL ADC100

«Instrument virtuel» sur PC par excellence, l'ADC100 est le dernier-né de PICO TECHNOLOGY, firme anglaise distribuée en France par Multipower bien connue de nos lecteurs pour ses convertisseurs analogiques-numériques tenant dans une simple fiche DB25. Avec deux voies «12 bits» et une fréquence d'échantillonnage pouvant dépasser 100 kHz, ce nouveau produit surpasse nettement en performances l'ADC10 (dont il coûte toutefois près de cinq fois le prix) et même l'ADC12. C'est bien évidemment une porte grande ouverte sur toutes sortes d'applications plus pointues !



Un authentique instrument de mesure

Logé dans un coffret plastique plus conventionnel qu'un simple capot de DB25, l'ADC100 bénéficie d'une électronique beaucoup plus élaborée que celle de ses prédécesseurs, car non limitée par des contraintes de miniaturisation.

On remarque au premier coup d'oeil que les deux entrées BNC voisinent chacune avec un petit poussoir «AC/DC». Comme sur n'importe quel oscilloscope, on peut en effet soit travailler en liaison directe, soit insérer un condensateur de suppression de la composante continue. Cette disposition, qui ne présenterait que peu d'intérêt avec une entrée 0-5 V, prend ici toute sa valeur du fait que l'ADC100 accepte des tensions aussi bien positives que négatives.

Mieux, il dispose de sept calibres commutables par logiciel : ±200 mV, ±500 mV, ±1 V, ±2 V, ±5 V, ±10 V, et ±20 V. Et grâce à une impédance d'entrée d'exactement 1 MΩ quel que soit le calibre, n'importe quelle sonde «par dix» tout à fait ordinaire suffit pour atteindre ±200 V.

Il ne sera donc que très rarement nécessaire d'ajouter un quelconque amplificateur externe à l'ADC100 qui, avec 4096 niveaux de quantification (2048 points en positif et 2048 points en négatif), sera aussi précis à 25 mV qu'un ADC10 à 5 V!

Des logiciels performants

Bien entendu, les logiciels PICOSCOPE et PICOLOG, fournis en standard avec l'ADC100, supportent intégralement ces possibilités supplémentaires.

L'oscilloscope de PICOSCOPE, par exemple, est évidemment bicourbe et peut même travailler en «X-Y» pour produire des figures de Lissajous. On pourra notamment s'en servir comme traceur de courbes caractéristiques (courant-tension) de semiconducteurs.

Si on affiche simultanément les deux voies, la fréquence d'échantillonnage réelle ressort, sur un 386SX25, à 53 kHz. Cela signifie qu'un signal à 10 kHz, rectangulaire ou même sinusoïdal, sera déjà assez sévèrement déformé (mais il demeure exploitable, ce qui n'était pas le cas sur l'ADC10 ou l'ADC12).

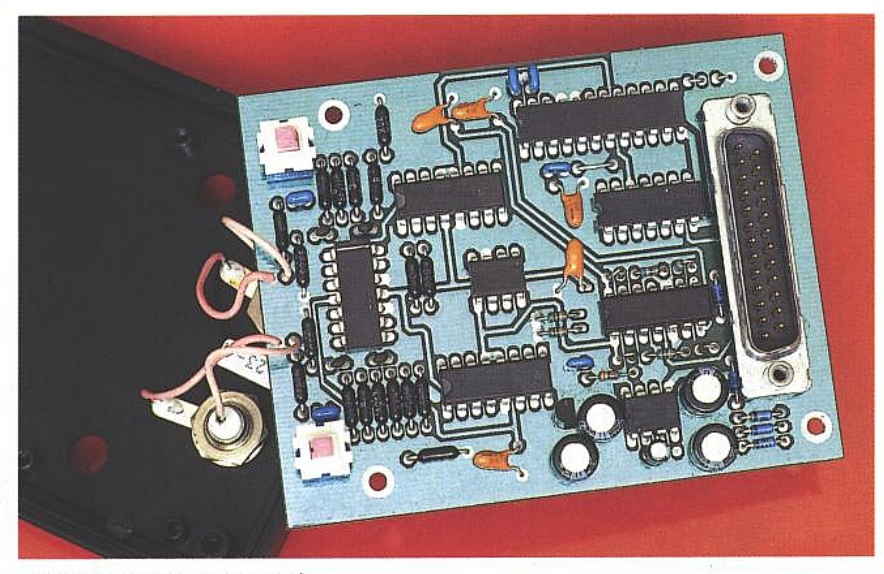
En mode «simple trace», par contre, on atteint dans les mêmes conditions une fréquence d'échantillonnage de 106 kHz (jusqu'à 120 kHz avec un 486 à 66 MHz) puisqu'il n'y a plus partage de ressources entre les deux canaux. Un signal rectangulaire à 10 kHz sera ainsi correctement représenté, avec tout au plus des fronts un peu moins raides qu'en réalité.

S'il fallait fixer une limite aux possibilités de l'ADC100, nous la placerions objectivement entre 8 et 12 kHz, alors qu'il ne fallait guère espérer dépasser 2 à 3 kHz avec l'ADC10.

Les choses sont différentes en ce qui concerne l'analyseur de spectre, puisqu'il ne s'agit plus de restituer fidèlement une forme d'onde mais d'appliquer un algorithme genre FFT (Fast Fourier Transform ou transformée de Fourier rapide).

On peut espérer, en pratique, tracer des spectres allant jusqu'à 30 ou 40 kHz, ce qui signifie que le domaine audiofréquence (20 Hz à 20 kHz) est





Une construction de qualité.

très largement couvert : la **figure 1** montre par exemple qu'on distingue parfaitement le signal pilote à 19 kHz dans le spectre d'une transmission stéréophonique multiplex!

Mais une petite raie parasite à 9,5 kHz vient rappeler fort à propos qu'on n'est nullement à l'abri de phénomènes de repliement (alias) dont il faut être parfaitement conscient lors de l'interprétation des spectres.

Encore plus fort, le spectre reproduit à la **figure 2** a été enregistré pendant la diffusion de publicités d'intérêt local sur RADIO CLASSIQUE : on voit parfaitement une raie trahissant un signal à 15 kHz qui, diffusé pendant toute la durée de celles-ci, sert selon toute vraisemblance à télécommander le «décrochage» des émetteurs régionaux. Cela donne évidemment des idées pour la réalisation d'un «tueur de publicité» automatique !

Le multimètre numérique hérite lui aussi de possibilités supplémentaires : Bien entendu, le voltmètre efficace vrai est désormais utilisable sans précaution particulière, tandis qu'un fréquencemètre permet de procéder à des mesures très précises de fondamental jusqu'à environ 30 kHz :

ce sera le complément idéal de l'analyseur de spectre qui, lui, sépare les harmoniques.

Pour les besoins courants, on pourra avantageusement visualiser simultanément six «afficheurs», c'est à dire trois par canal : un voltmètre continu, un voltmètre efficace vrai, et un fréquencemètre.

Mais dans les cas plus spécifiques, rappelons qu'il est possible de convertir une tension ou une fréquence dans n'importe quelle unité pour une lecture directe.

L'ADC100 disposant, nous l'avons vu, de sept calibres, une commutation est naturellement à prévoir, qui peut être automatique ou manuelle.

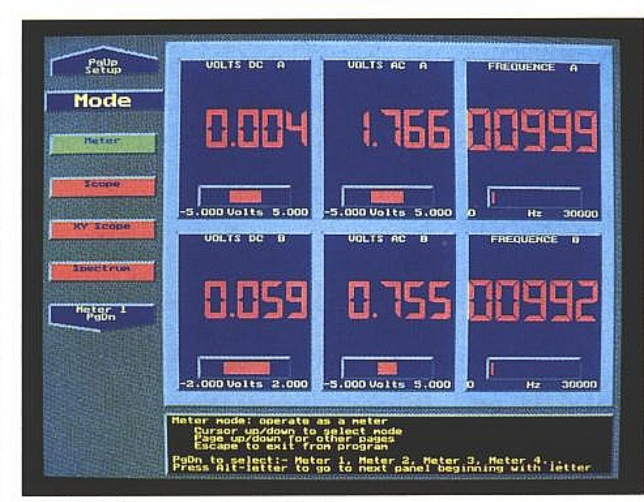
On verra ainsi le voltmètre de PICOSCOPE chercher de lui-même le calibre offrant à tout moment la meilleure précision.

Dans le cas de l'oscilloscope, la commande de gain agira manuellement sur ce même sélecteur de calibre, alors qu'elle mettait simplement la courbe à l'échelle avec l'ADC10 ou l'ADC12.

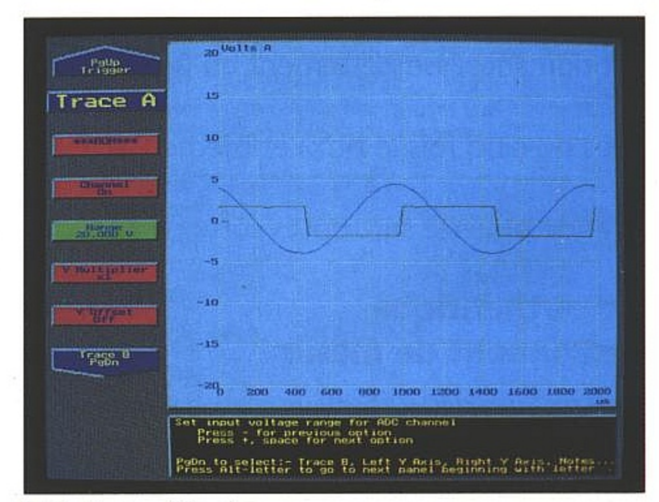
Avec l'enregisteur de données PICOLOG, il appartiendra là encore à l'utilisateur de fixer lui-même, avant de lancer les mesures, le calibre qu'il jugera le mieux adapté pour chaque canal.

Pour conclure

Tout en se raccordant simplement à une prise d'imprimante par un câble fourni (pas besoin d'alimentation ni même de pile !), l'ADC100 arrive à offrir des fonctionnalités et des performances comparables à celles de cer-

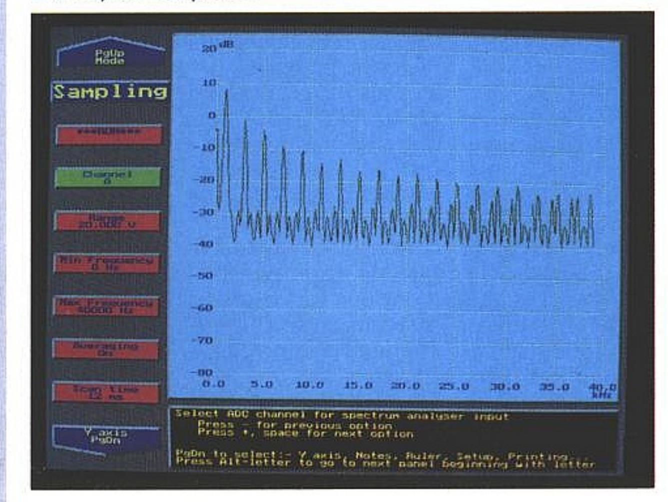


Multimètre numérique à 2 voies.

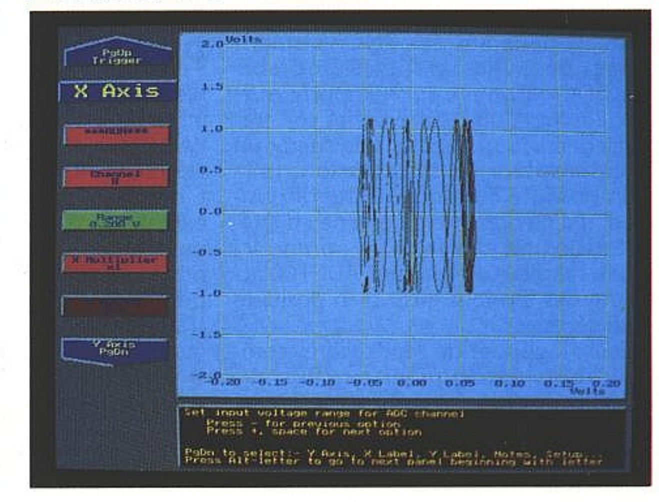


Oscilloscope bicourbe.

Analyseur de spectre.



Oscilloscope X-Y.



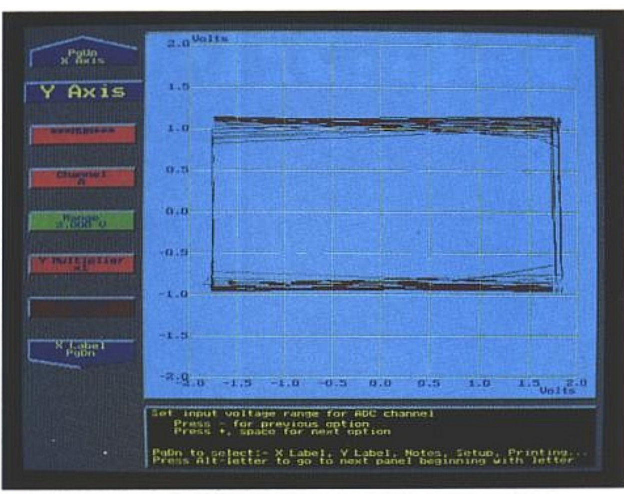


Figure de Lissajous.

taines cartes d'acquisition de données enfichables en slot. Cela pour un prix du même ordre de grandeur, à ceci près que les logiciels d'exploitation sont fournis d'origine : c'est fort appréciable !

L'ADC100 est donc une solution à considérer de près lorsqu'une fréquence d'échantillonnage de 50 à 100 kHz peut suffire.

Sur le plan matériel, les deux seuls points faibles que nous ayons à déplorer sont la relative fragilité des poussoirs AC/DC, et l'absence d'étanchéité du boîtier qui limitera les possibilités d'utilisation dans certaines conditions de laboratoire ou de terrain (mais après tout, le clavier d'un PC ordinaire n'est pas étanche non plus !)

A ces détails près, la fabrication (anglaise) est soignée : circuit imprimé époxy double face à trous métallisés et vernis épargne, muni de plans de masse et de pistes de garde.

Malgré son extrême simplicité de mise en oeuvre, l'ADC100 est donc bel est bien un authentique instrument de mesure !

Patrick GUEULLE

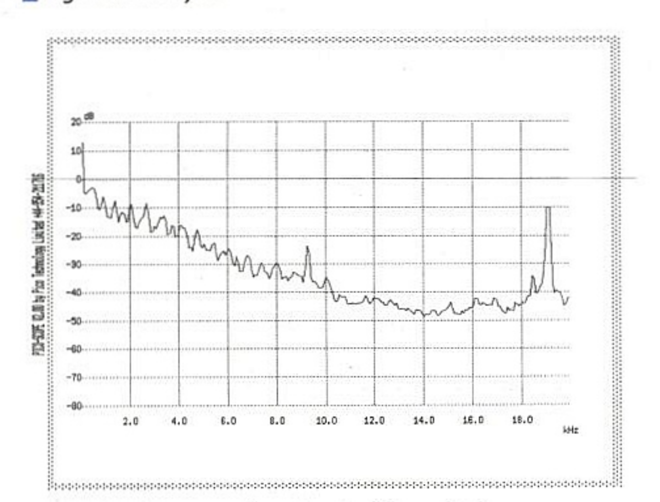


Figure 1 : le spectre d'un signal stéréo multiplex.

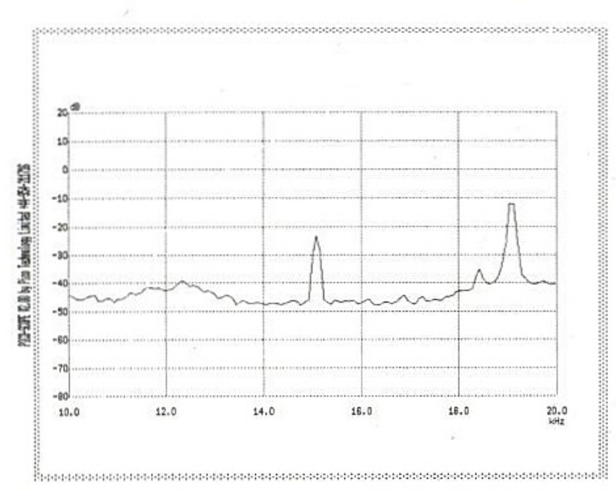
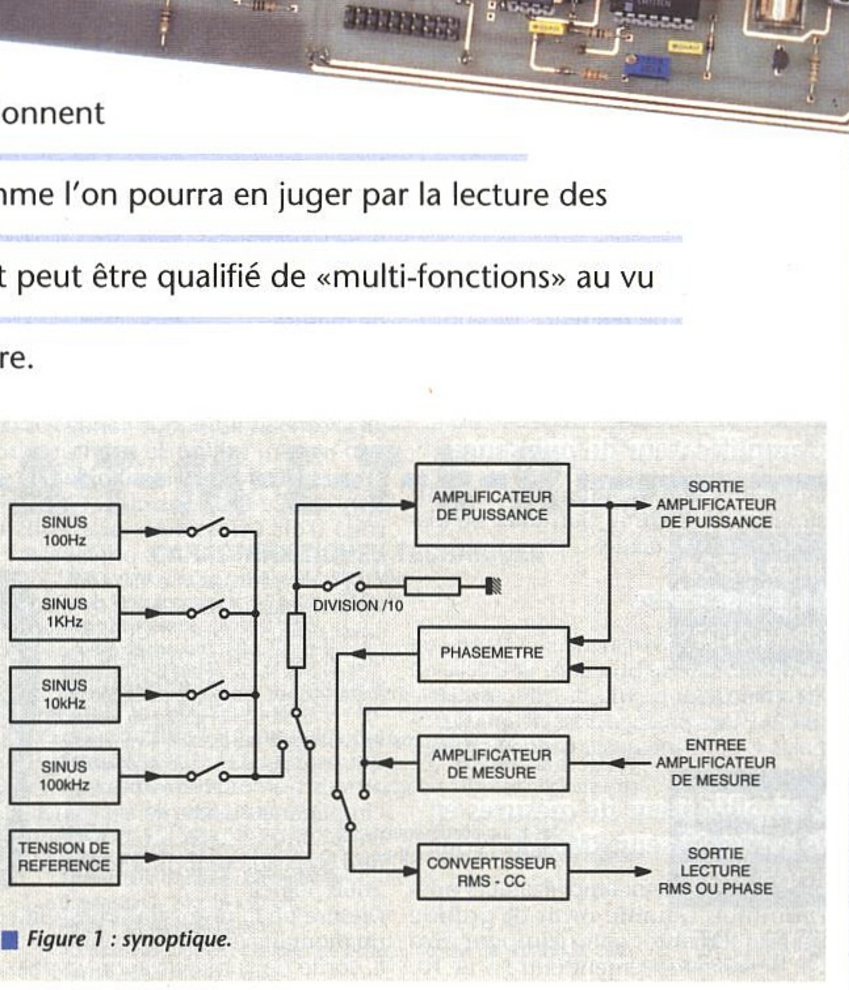


Figure 2 : un signal pilote pour publicités radiodiffusées.

UNE PLATINE DE MESURE MULTI-FONCTIONS

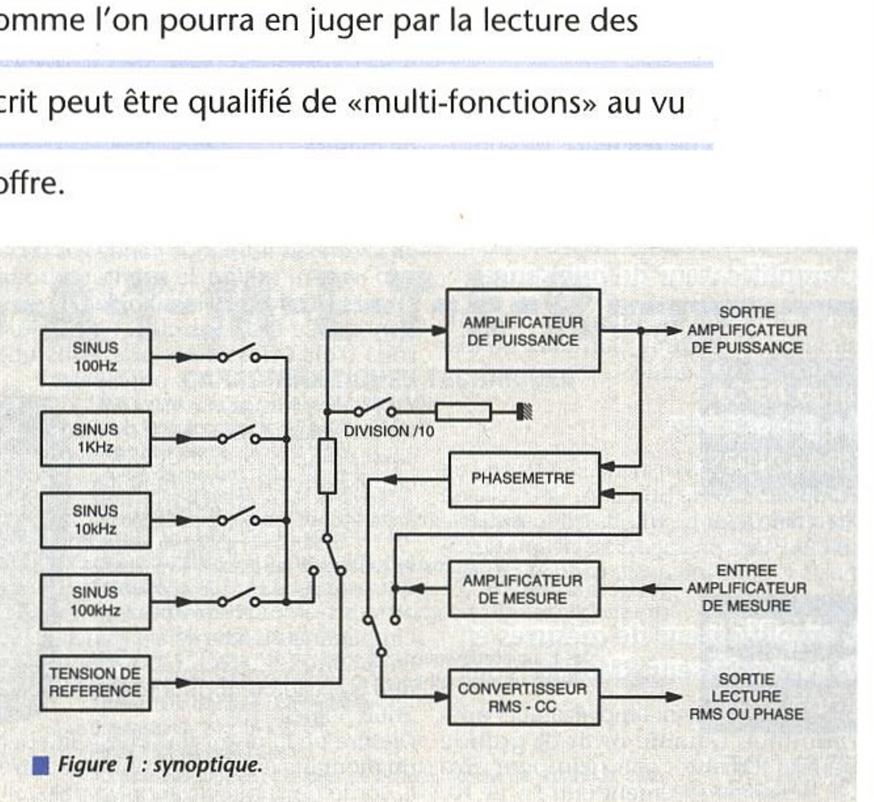
Bien que de dimensions assez imposantes, et supportant un nombre relativement important de composants, il nous a semblé intéressant de concevoir et de proposer un montage capable de rendre de nombreux services dans le domaine des mesures en électronique basse fréquence, domaine que de nombreux lecteurs affectionnent particulièrement. En effet, et comme l'on pourra en juger par la lecture des lignes qui suivent, le circuit décrit peut être qualifié de «multi-fonctions» au vu des multiples possibilités qu'il offre.



La platine a été conçue afin de restreindre au strict minimum les fils de câblage, ce qui explique en partie son imposante surface.
De même, toutes les commutations s'effectuent par relais électromécaniques et inverseurs analogiques, ce qui donne la possibilité du pilotage par microprocesseur. En **figure 1** est représenté le synoptique du montage. Comme on le remarque, il est constitué de divers étages interconnectés ou non entre eux.

Les oscillateurs

Au nombre de quatre, ils sont de type WIEN, ce qui garantit une bonne stabilité en amplitude et en fréquence. Les fréquences choisies sont 100Hz, 1kHz, 10kHz et 100kHz. Niveau de sortie et fréquence sont réglables.



■ *Figure 1 : synoptique.*



■ *Figure 2 : schéma oscillateurs + ampli.*

La tension de référence

Fournie par une zener de référence ajustable, elle permettra de disposer d'une tension de référence très précise. Elle servira également au réglage exact du gain des amplificateurs de puissance et de mesure.

L'amplificateur de puissance

Il est en mesure de fournir un courant supérieur à 200mA. Son taux de distorsion est très faible.

Le phasemètre

Connecté en permanence à la sortie de l'amplificateur de puissance et à celle de l'amplificateur de mesure, il permet de mesurer le déphasage existant entre les signaux se présentant sur ces deux sorties.

L'amplificateur de mesures et le convertisseur RMS-CC

Composé de deux amplificateurs opérationnels à faible bruit et grande bande passante, son gain peut être ajusté très précisément entre 5 et 10.

Le convertisseur RMS-CC est un modèle de bonne précision qui permettra de donner la valeur efficace de tout signal présenté à l'entrée de l'amplificateur de mesure.

Les applications

Elles sont multiples et variées et chacun pourra utiliser le montage pour une application qui lui semblera la plus appropriée à ses besoins. Nous citerons trois utilisations possibles qui nous semblent être les principales :

- En tant que générateur de fréquences sinusoïdales à fréquences et niveau de sortie fixes (200mV et 2V). Dans ce cas, il conviendra d'intercaler une résistance (47 Ω pour une impédance de 50 Ω) entre la sortie de l'amplificateur de puissance et l'utilisation, résistance qui protègera les transistors de sortie en cas de court-circuit et qui fixera l'impédance de sortie du générateur. On pourra se servir de cette configuration en calibrateur pour un multimètre 2000 points.

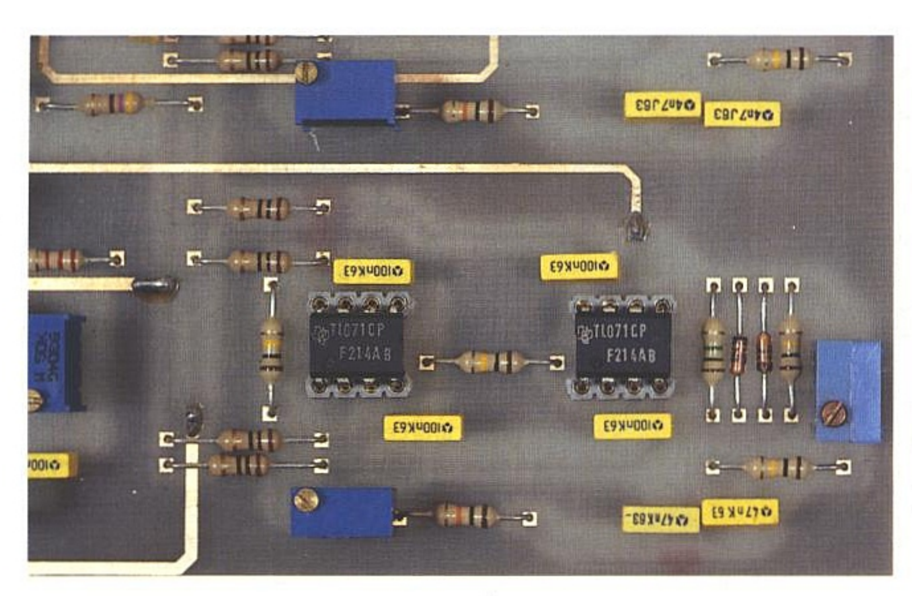
Mesure de la distorsion introduite par un montage externe et connecté entre la sortie de l'amplificateur de puissance et l'entrée de l'amplificateur de mesure. Le convertisseur RMS-CC permettra de déterminer le taux de distorsion par la lecture de la valeur efficace (Vmax / 1,414 pour un signal parfait) en intercalant ou non après l'ensemble sous test un filtre notch comme nous en avons décrit un en août (n° 561).

- Enfin, l'utilisation du montage en RLC-mètre constitue la troisième utilisation possible. En effet, la valeur d'un condensateur ou d'une self connecté entre la sortie du générateur et l'entrée de l'amplificateur de mesure pourra être déterminée.

Une première mesure à l'aide du phasemètre donnera la valeur du déphasage introduit par le composant.

Une seconde mesure, effectuée par l'amplificateur associé au convertisseur RMS-CC, permettra de déterminer le module de l'impédance en fonction du courant traversant la capacité ou l'inductance, et ce, à l'aide de résistances mises en série avec le composant dont on désire connaître la valeur. Il est évident que cette application nécessite, vu l'importance des calculs, l'utilisation d'un logiciel et la nécessité du pilotage de la platine multi-fonctions par



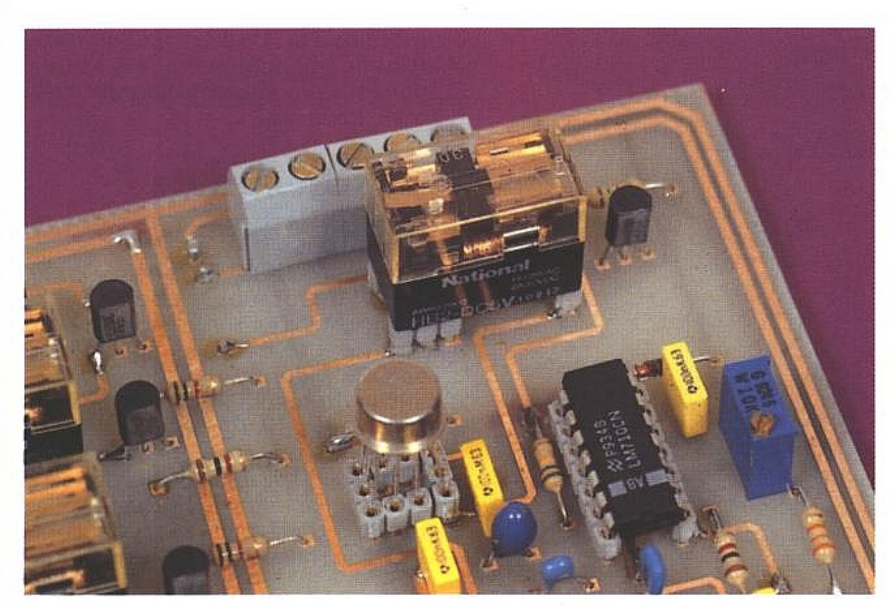


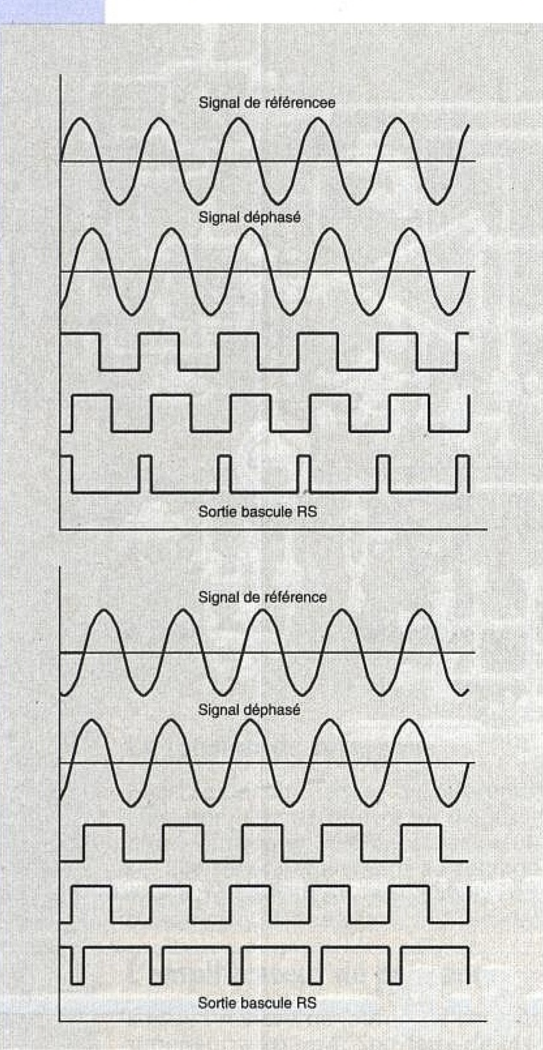
un ordinateur. Une carte d'interface est donc obligatoire et c'est ce que nous vous proposerons dans une prochaine parution.

Les schémas de principe

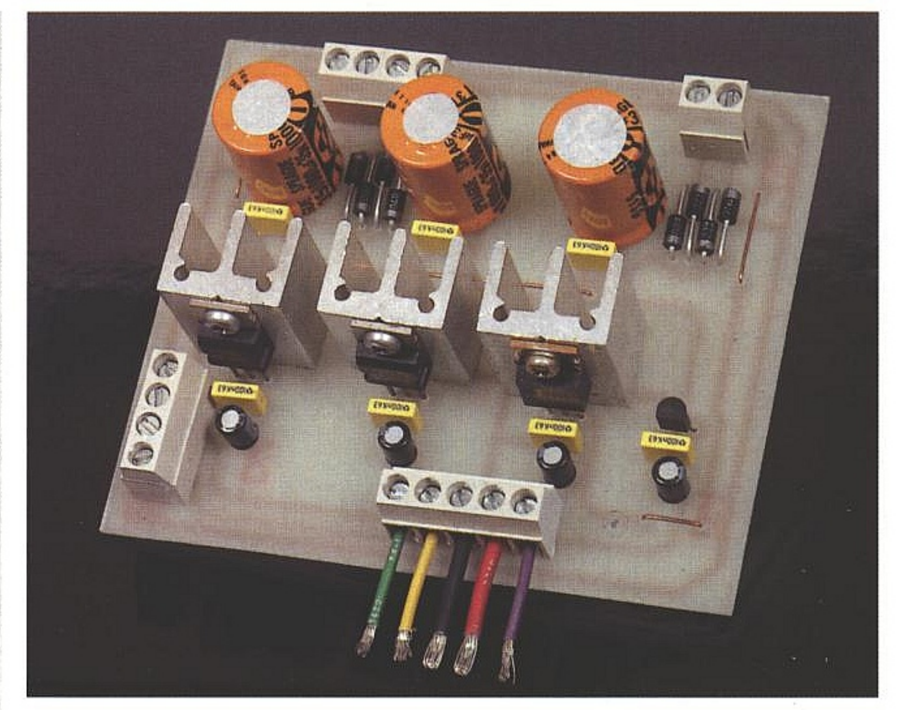
Le premier de ceux-ci est donné en **figure 2**. Il regroupe les oscillateurs, l'amplificateur de sortie, la tension de référence et diverses commutations.
Les oscillateurs, représentés sur la gauche du schéma sont, comme il a été dit plus haut, de type WIEN. Voyons brièvement le fonctionnement d'un de ces oscillateurs (celui représenté dans le haut du schéma). Les diodes insérées en série avec une résistance de 1MΩ présentent, lorsque le niveau de

Figure 3 : schéma mesure RMS + phasemètre.





■ *Figure 4 : formes d'ondes pour le phasemètre.*



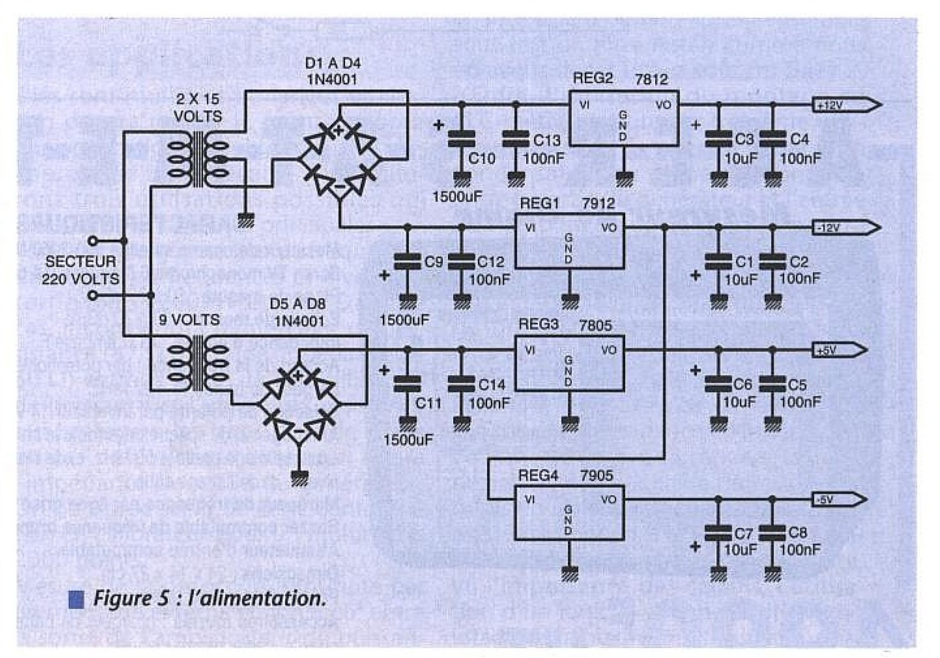
sortie de l'amplificateur opérationnel est proche de 0V, une très grande résistance. Le gain est alors à son maximum. L'ajustable et la résistance mis en parallèle limitent l'action de ces diodes. La résistance des diodes, et donc le gain, diminue lorsque la tension de sortie augmente, ce qui évite l'écrêtage mais maintient l'entretien des oscillations.

La résistance ajustable RV2 permet le réglage de l'amplitude des sinusoïdes. La fréquence du signal sera réglée à l'aide de RV1. Afin d'obtenir une amplitude de sortie et une fréquence stables, il sera nécessaire de laisser fonctionner les oscillateurs pendant quelques minutes avant d'effectuer une quelconque mesure. En effet, les diodes étant sensibles à la température, une bonne stabilité ne sera obtenue qu'au bout d'un certain temps de fonctionnement.

La tension de référence est fournie par une diode zener ajustable, une TL431CLP. La tension minimum de réglage est de 2,45V, ce qui explique la présence de la résistance ajustable RV9 qui permettra d'obtenir une tension inférieure.

Vient ensuite le commutateur analogique CI9, un CMOS 4051. Seules quatre de ses entrées sont utilisées. Les entrées restantes sont connectées à la masse ainsi que sa troisième broche d'adresse.

Suivant le niveau appliqué sur ses broches d'adressage A et B (0V ou +5V), l'une des entrées sera reliée à sa broche de sortie, et l'on disposera donc sur cette dernière du signal sinusoïdal de fréquence choisie. Ce circuit est obligatoirement alimenté en tensions symétriques puisque les signaux



■ *Figure 5 : l'alimentation.*

Figure 6

qu'il doit véhiculer sont de type alternatif.

La sortie du circuit 4051 est connectée au contact travail du relais RL1. Le contact repos reçoit la tension de référence. C'est donc l'un de ces deux signaux que l'amplificateur de puissance recevra suivant que le transistor T7 alimente ou non le relais.

Le transistor T8 commande le relais mettant en fonction la résistance R39 constituant avec la résistance R38 un diviseur de tension de rapport 1/10ème.

L'amplificateur de puissance est centré autour de CI10. Son alimentation est assurée par les cellules de filtrage constituées des résistances R27 et R37 et des condensateurs C10, C13, C14

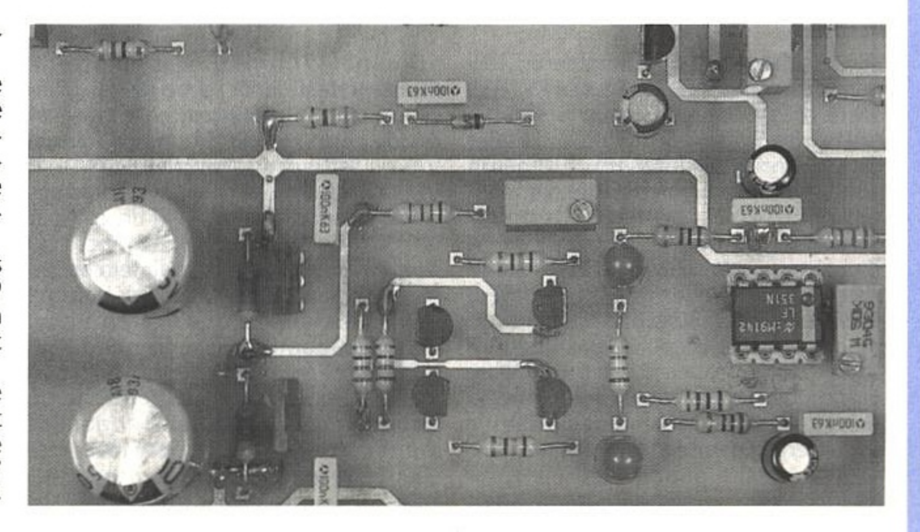




Figure 7

et C15. Le gain de l'ensemble est fixé par les résistances R26, R34 et RV10. Il a été prévu une résistance ajustable (RV12) de règlage de la tension de décalage afin d'annuler toute tension continue d'offset en sortie de l'amplificateur.
Ce dernier permet l'ajustage très précis du gain qui a été choisi de 2. Le circuit constitué des diodes DEL1, DEL2, R32, R28, R36, T1 et T2 fixe le courant de repos de l'étage de puissance. Les transistors de puissance T5 et T6 devront être munis de dissipateurs. Comme il a été dit plus haut, si l'on désire utiliser le circuit en générateur de fréquences, il sera nécessaire d'intercaler une résistance de puissance non inductive (en principe 47ohms, 1Watt) entre le montage testé et la sortie de l'amplificateur, ce qui protègera ce dernier en cas de court-circuit. Sinon, les transistors de sortie n'y survivraient pas.
En sortie de l'amplificateur de puissance est connectée l'entrée d'un comparateur rapide, CI11 (LM710). Les créneaux générés par ce circuit, et centrés sur la sinusoïde, seront utilisés comme signal de référence par la partie phasemètre du montage.
Son entrée inverseuse est reliée à un ajustable qui permet le décalage de son point de basculement, et donc la modification de la largeur des créneaux de sortie.
Passons maintenant à la **figure 3** sur laquelle est représentée la suite du schéma de principe. L'amplificateur de mesure est constitué de deux amplificateurs opérationnels de type OP61, à faible bruit et grande bande passante. Le premier (CI12) voit son gain fixé invariablement à 5. Le second (CI13), par la résistance ajustable RV14 d'entrée peut délivrer un gain ajustable. Suivant l'usage qui sera fait de la platine multi-fonctions, trois relais (RL3, RL4 et RL5) permettent l'insertion entre l'entrée de l'amplificateur et la masse, d'une résistance de mesure. La sortie du dernier AOP est connectée à l'entrée d'un second comparateur chargé de générer des créneaux qui seront acheminés vers la seconde entrée du



Figure 8

phasemètre. Ce circuit (CI15) est configuré de la même manière que CI11, avec une possibilité de règlage de la largeur des créneaux.
Le convertisseur RMS-CC (CI14) de type AD536, a son entrée reliée au commun d'un relais (RL6) dont la fonction est de distribuer soit le signal provenant de la sortie de l'amplificateur de mesure, soit celui issu de la sortie du phasemètre.
On obtiendra ainsi sur sa sortie ou la valeur efficace du signal présent en entrée de l'amplificateur, ou une tension qu'il suffira de traiter mathématiquement afin d'obtenir la valeur du déphasage. En effet, on mesure la tension RMS sur une période T du signal:

$V_{rms} = V_{max} \sqrt{Tp/T}$

où Tp est la durée de l'impulsion positive issue du phasemètre
et $T = 1 / f$
d'où $Tp = T (V_{rms}^2 / V_{max}^2)$
et $(Tp / T) \times 360°$ = angle de déphasage
Le convertisseur AD536 permet de traiter des signaux atteignant une fréquence de 2MHz pourvu qu'ils aient une amplitude minimale de 1V. Le maximum d'erreur introduite par ce circuit ne dépasse guère 0,5%. On peut ainsi être certain d'obtenir un résultat suffisamment précis pour ce type de mesures.
Le phasemètre est centré autour de CI16, une double bascule CMOS 4013, configurée en bascule RS (RESET - SET). Le positionnement de l'une des bascules a pour conséquence la remise à zéro de l'autre. Ce positionnement se produit sur chaque flanc montant présents aux entrées. Les diagrammes de la **figure 4** montrent clairement le créneau disponible en sortie de la bascule RS suivant les signaux présentés aux deux entrées. Le seul inconvénient présenté par la configuration en bascule RS de ces deux bascules D est le fait qu'elle connait un état interdit, c'est-à-dire la présence aux deux entrées dans le même temps d'un flanc montant: cela se traduit par un pic très court en sortie.
Dans la pratique, cela ne constitue pas



une gêne bien grande puisqu'il y aura toujours un déphasage.
Les signaux de sortie auraient été difficilement utilisables par le convertisseur RMS-CC sans le secours du transistor T13. En effet, comme chacun sait, les circuits logiques présentent une tension non nulle à l'état 0 (plusieurs dizaines de mV), qui aurait due être prise en compte lors des calculs de l'angle de déphasage.
De même, la tension disponible à l'état 1 varie suivant le circuit intégré utilisé. C'est pourquoi le collecteur de T13 est alimenté par une tension issue de la zener règlable DZ4, qui permet d'ajuster le niveau des créneaux à une tension pouvant varier entre 2,5V et environ 4,2V. Nous obtenons ainsi des signaux dont le niveau bas est pratiquement de 0V et le niveau haut fixé à une valeur bien précise. Les calculs peuvent ainsi être effectués sans aucune complication.
Pour conclure cette description théorique, reportons-nous à la **figure 5** qui représente la platine de l'alimentation. Quatre tensions sont utilisées par la platine principale : +12V et -12V pour la partie analogique et +5V et -5V pour la partie logique.
Rien de bien particulier n'est à signaler pour ce montage puisqu'il n'emploie que des composants courants tels les régulateurs de tension.
Deux transformateurs ont été utilisés car la tension de 15V alternative aurait été trop importante pour le régulateur fournissant le +5V, ce dernier devant débiter un courant relativement important demandé pour l'alimentation des relais.

LA REALISATION

Le circuit imprimé de la platine principale est représenté en **figure 6** pour le recto et en **figure 7** pour le verso. La réalisation de ce dernier demande une attention particulière vu ses dimensions importantes. Le câblage sera réalisé en s'aidant de la **figure 8** représentant le schéma d'implantation des composants. Malgré le circuit double face, deux straps sont à implanter qu'il ne faudra pas omettre, ainsi que les diodes de protection des transistors commandant les relais et se trouvant sous ces derniers.
L'alimentation de la carte multi-fonctions s'effectue à l'aide d'un bornier à vis à 5 points. Même chose pour la sortie de l'amplificateur de puissance et l'entrée de l'amplificateur de mesure. La commande des diverses commutations et la sortie du convertisseur RMS-CC s'effectue à l'aide d'un connecteur à 20 points pour câble plat.
Les transistors de sortie de l'amplificateur seront obligatoirement munis de dissipateurs thermiques.
Le circuit imprimé de l'alimentation est représenté en **figure 9**, et son schéma d'implantation l'est en **figure 10**. Les régulateurs de tension, mis à part celui générant le -5V seront également munis de radiateurs de la plus grande dimension possible, vu le courant qu'ils doivent débiter.

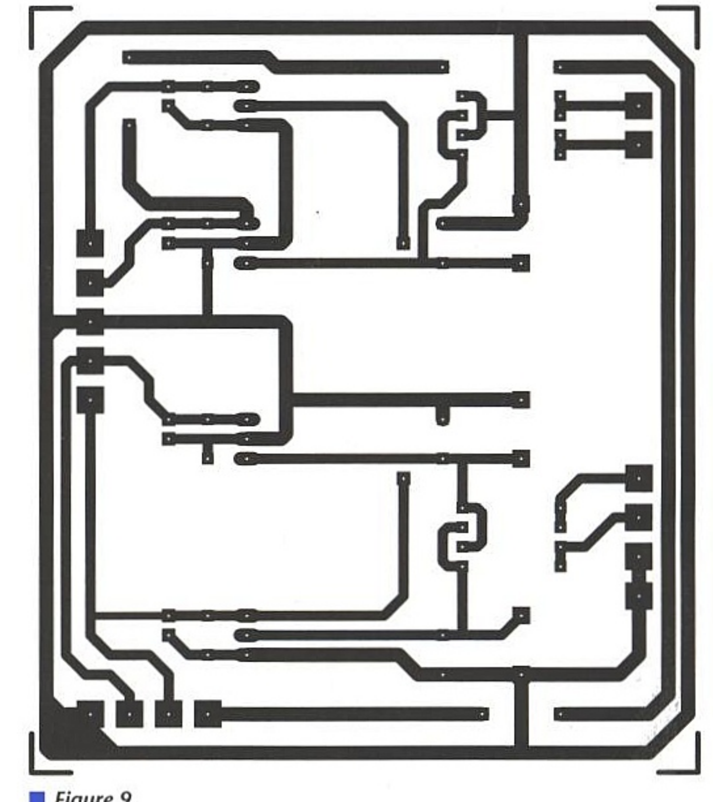


Figure 9

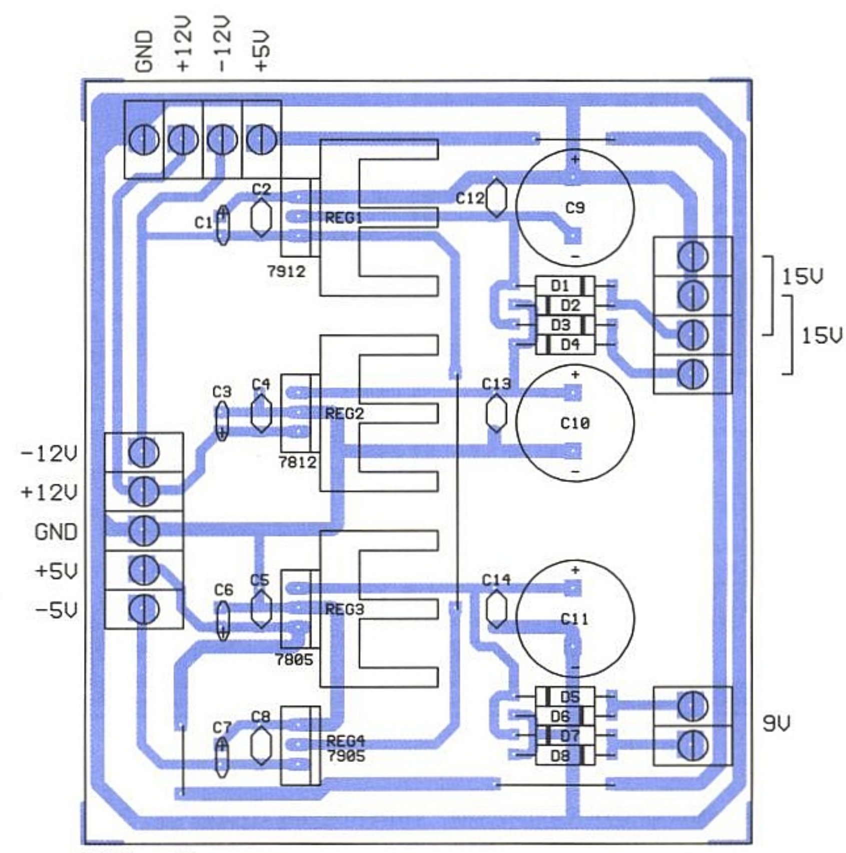


Figure 10

Les essais et les réglages

Le câblage dûment vérifié, ainsi que la présence des diverses tensions d'alimentations, on pourra placer les circuits intégrés sur leur support respectif. On commencera les règlages par les quatre oscillateurs. Vérifier la présence des oscillations en sortie, et règler l'amplitude et la fréquence. Ces manipulations devront être répétées plusieurs fois car il existe une très légère interaction entre ces deux règlages : l'ajustage de l'amplitude agit sur la valeur de la fréquence.
On passera ensuite à la tension de référence qui devra être fixée très exactement à 2 V à l'aide de la résistance ajustable RV9.
On pourra alors s'occuper du règlage de la tension de décalage qui existera peut-être en sortie de l'amplificateur de puissance. Cet offset sera annulé à l'aide de la résistance RV12 en court-circuitant l'entrée.
En commutant les divers interrupteurs,



on vérifiera la présence en sortie de l'amplificateur des signaux de diverses fréquences et on en ajustera l'amplitude à exactement 2Veff soit 5,65 V crête à crête. A l'aide de la tension de référence on vérifiera la valeur qui devra alors être de +2V en sortie du convertisseur RMS. Cet ajustage se fera à l'aide de RV10. Vérifier également que par la manoeuvre du relais RL2, la tension de sortie se trouve divisée par 10. On s'assurera de la présence des créneaux en sortie du comparateur CI11. La résistance RV11 aura son curseur amené complètement vers la masse.
Deux règlages sont à effectuer sur l'amplificateur de mesure: l'annulation de la tension de décalage en sortie à l'aide de RV13 et le gain à l'aide de la résistance RV14.
Le deuxième comparateur (CI15) sera ajusté de la manière suivante: connecter la sortie de l'amplificateur de puissance à l'entrée de l'amplificateur de mesure, l'oscillateur 1kHz étant commuté. A l'aide d'un oscilloscope, vérifier la concordance de la largeur des créneaux de sortie des deux comparateurs. Au besoin, règler la largeur du signal de sortie de CI15 à l'aide de RV15. Vérifier enfin le bon fonctionnement du convertisseur RMS-CC. Une tension de +2V continue présente sur son entrée devra avoir pour résultat une tension de +2V en sortie. Et bien sûr on pourra dès lors se servir de la lecture de la tension de sortie du convertisseur pour parachever sûrement les règlages d'amplitude de toute la chaîne.

P. OGUIC

NOMENCLATURE

Résistances :

RF: 10 Ω (X16)
R1, R7, R13, R19, R44, R54 : 10 kΩ
R2, R3, R4, R5, R8, R9, R10, R11, R14, R15, R16, R17, R20, R21, R22, R23 : 100 kΩ
R6, R12, R18, R24 : 1 MΩ
R25, R65 : 470 Ω
R26, R40, R41, R56, R57, R58, R62, R63 : 1,5 kΩ
R27, R37 : 10 Ω
R28, R36 : 180 Ω
R29 : 100 Ω
R30, R31 : 22 Ω
R32 : 1,8 kΩ
R33, R35, R50 : 3,3 Ω
R34 : 2,2 kΩ
R38 : 9 kΩ 0,5%
R39 : 1 kΩ 0,5%
R42, R53 : 560 kΩ
R43, R46, R48, R49, R52, R64 : 1 kΩ
R45, R55 : 330 Ω
R47 : 2,7 kΩ
R51 : 4,7 kΩ
R59 : 10 kΩ 0,5%
R60 : 100 Ω 0,5%
R61 : 1 Ω 0,5%
RV1, RV3, RV5, RV7, RV11, RV14, RV15 : 4,7 kΩ multitours
RV2, RV4, RV6, RV8, RV13, RV16 : 10 kΩ multitours
RV12 : 50 kΩ multitours
RV9, RV10 : 1 kΩ multitours

Condensateurs :

CF : 100 nF (X16)
C1, C2 : 47 nF
C3, C4 : 4,7 nF
C5, C6 : 470 pF
C7, C8 : 33 pF
C9, C33 : 22 µF 16 V
C10, C15 : 2,2 µF 16 V
C11, C13, C14, C16, C18, C19, C21, C22, C23, C24, C25, C26 C27, C28, C30, C31 : 100 nF
C12, C17 : 470 µF ou 1000 µF 16 V
C20, C32 : 100 pF
C29 : 10 µF 16 V tantale

Semiconducteurs :

T1, T4 : BC560C
T2, T3, T13 : BC550C
T5 : BD135
T6 : BD136
T7, T8, T9, T10, T11, T12 : BC237
D1 à D8 : 1N4148
D9 à D14 : 1N4001 à 1N4007
DZ1, DZ4 : TL431CLP
DZ2, DZ3 : zener 6,2V
DEL1, DEL2 : diode DEL rouge

Circuits intégrés :

CI1, à CI8 : TL071
CI9 : 4051
CI10 : LF351
CI11, CI15 : LM710
CI12, CI13 : OP61 (ANALOG DEVICES)
CI14 : AD536 (ANALOG DEVICES)
CI16 : 4013

Divers :

11 supports pour circuit intégré 8 broches
3 supports pour circuit intégré 14 broches
1 support pour circuit intégré 16 broches
6 relais bobine 5 V NATIONAL HB2

CARTE ALIMENTATION

Condensateurs :

C1, C3, C6, C7 : 10 µF 25 V
C2, C4, C5, C8, C12, C13, C14 : 100 nF
C9, C10, C11 : 1500 µF à 2200 µF 25 V

Semiconducteurs :

D1 à D8 : 1N4001 à 1N4007

Circuits intégrés :

REG1 : régulateur négatif 12 V
REG2 : régulateur positif 12 V
REG3 : régulateur positif 5 V
REG4 : régulateur négatif 5 V

Divers :

1 transformateur 2 X 15 V 10VA
1 transformateur 9 V 10VA

CONVERTISSEUR CC-CC ISOLÉ FAIBLE PUISSANCE

L'utilisation de convertisseurs CC-CC est devenue de nos jours courante du fait des nombreux avantages qu'ils procurent : rendements élevés, miniaturisation, (faible) coût, très grand choix possible, etc. Mais il peut y avoir en pratique quelques problèmes quand la puissance demandée est faible, et que le rendement du circuit est une caractéristique essentielle.

Ces convertisseurs peuvent en général être utilisés en abaisseurs, en élévateurs, en inverseurs, et parfois suivant une combinaison de ces fonctions, ce qui ajoute aux possibilités des circuits.

Ils peuvent aussi parfois être utilisés pour procurer une isolation totale entrée-sortie afin d'alimenter des équipements sensibles, et il faut bien dire que c'est là que le bât blesse, car autant il est aujourd'hui facile d'obtenir des convertisseurs CC-CC sans isolation (c'est à dire que l'entrée et la sortie ont un point commun) ayant un bon rendement même pour un très faible courant de sortie, autant il peut être délicat de trouver des convertisseurs CC-CC isolés et ayant un bon rendement quand la consommation de la charge est faible.

Pour bien voir où se situe le problème, considérons le cas d'un équipement consommant un courant de ±1,5 mA sous ±5 Volts, parfaitement régulé, sans résidus de commutation, et nécessitant une isolation totale (ce n'est pas un cas d'école puisque ce problème s'est effectivement posé à l'auteur...).

Supposons de plus que l'on dispose d'une tension + 5V bien propre. Comment passer du (0,+5V) au ±5V isolé ? La réponse est évidemment d'utiliser un convertisseur CC-CC du commerce puisque de tels produits existent industriellement pour de faibles puissances (1 W par exemple), et peuvent fournir les tensions requises régulées ou non. Si ces tensions ne sont pas régulées (convertisseur de plus faible coût), il sera néanmoins indispensable de mettre en place des régulateurs linéaires pour obtenir les ±5V souhaités, ce qui impose donc en général de sélectionner un convertisseur ayant des sorties ±12V, et qui laisse à priori prévoir un certain gâchis côté rendement.

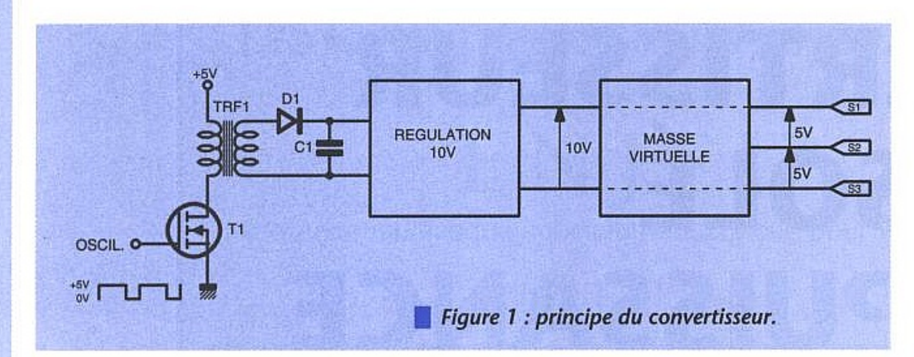
Si ces tensions sont fournies régulées linéairement, cela signifie que le fabriquant a incorporé des régulateurs dans le boîtier, ce qui simplifie la vie de l'utilisateur, mais conduit en général à un coût plus élevé, et aussi à une baisse du rendement par rapport au modèle non régulé, bien que cette baisse puisse être moins forte que dans le cas précédemment envisagé (ajout de régulateurs extérieurs) du fait de caractéristiques de conversion mieux ajustées par le fabricant.

La question du rendement dont nous venons de parler est maintenant posée, et va s'avérer être en fait la question essentielle. La plupart des fabricants garantissent leurs produits avec des rendements de 70 à 90 %, ce qui peut paraître excellent, mais peut s'avérer en pratique catastrophique. Dans le cas d'un convertisseur CC-CC ayant une puissance nominale Ps de 1W, un rendement de 80 % signifie que la puissance prélevée sur la source est Pe = 1,25 W puisque l'on a alors Ps/Pe = 1/1,25 = 0,8, ce qui revient à dire que la consommation propre du convertisseur est dans ce cas de 0,25 W, soit un courant de 50 mA si l'on suppose une alimentation en 5 Volts. Le problème crucial qui se pose alors est qu'en pratique, dans la très grande majorité des cas, cette consommation est quasiment constante quelle que soit la puissance de sortie demandée, ce qui revient à dire que pour le cas qui nous intéresse (±1,5 mA sous ±5V), le rendement global sera ridicule.

On a en effet dans ce cas une puissance de sortie Ps = 2 x 1,5 x 5 = 15 mW pour une puissance d'entrée Pe # 250 + 15 = 265 mW, ce qui conduit à un rendement ρ = 15/265 = 0,057, soit 5,7 %. Ainsi que l'on peut le constater, on est très loin des 80 % de départ, encore n'avons-nous même pas tenu compte des pertes inévitables dans la régulation linéaire qui devra suivre...

Bien évidemment, la situation s'améliore un peu si l'on utilise des convertisseurs CC-CC de plus faible puissance (Si ! Si ! cela existe, mais les prix ne





■ *Figure 1 : principe du convertisseur.*

sont plus tout à fait comparables...) : Pour un convertisseur d'une puissance de 0,3 W ayant un rendement de 80 % à pleine charge, la consommation sur la source est de 0,375 W. Comme précédemment, on observe dans la majorité des cas une consommation propre du convertisseur pratiquement constante sur la plage des puissances de sortie, et qui est donc ici égale à 75 mW, c'est à dire à un courant de 15 mA à vide.
Dans le même cas de figure que précédemment, les puissances et le rendement deviennent Ps = 2 x 1,5 x 5 = 15 mW, Pe # 75 + 15 = 90 mW, et ρ = 15/90 = 0,17, soit 17 %. Ainsi que l'on peut le constater, il y a progrès, mais à un coût qui peut être très supérieur à celui des convertisseurs précédents : les convertisseurs 1W à sorties ±12V non régulées coûtent actuellement environ 90 F, tandis que ceux de 0,3 W peuvent atteindre un coût de 300 F sans difficultés. De toutes façons, et indépendamment du prix, que faire d'un tel dispositif si le problème de la consommation est essentiel ? Une solution consiste à essayer d'en développer un soi-même qui puisse répondre au cahier des charges : c'est ce qui a été fait par l'auteur, et qui est présenté dans les lignes suivantes.

■ *Figure 2 : découpage et redressement.*

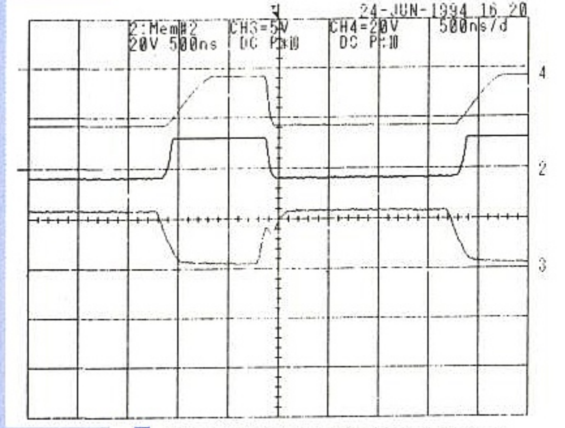
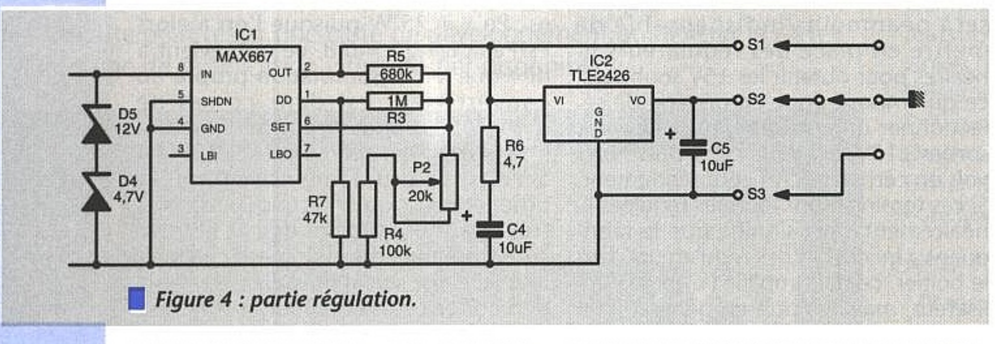


Figure 3 : formes d'onde sur la grille et le drain du transistor.
Trace 4 : tension drain sans charge en sortie du régulateur.
Trace 2 : tension drain avec charge de 1 kΩ.

RÉALISATION PRATIQUE

Le problème se pose très simplement de la façon suivante: il faut réaliser un convertisseur CC-CC totalement isolé, capable de fournir un courant de ± 5 mA maximum (au lieu de ±1,5 mA pour conserver une marge de sécurité a priori) sous une tension de ± 5V parfaitement régulée (en linéaire et non une tension avec une ondulation résiduelle due au découpage), alimenté en 5V, et ayant une consommation à vide de 2 ou 3 mA au maximum, pour préserver un rendement acceptable.



■ *Figure 4 : partie régulation.*

Ceci étant posé, il apparaît immédiatement que pour avoir une chance de tenir ces objectifs, il faudra laisser de côté les régulateurs classiques type LM 7805 et LM 7905 (ou similaires) qui ont le très mauvais goût d'avoir une consommation propre à vide de l'ordre de 3 mA, et se diriger vers des circuits un peu plus exotiques.
La **figure 1** donne la réalisation de principe d'un tel convertisseur où l'on peut reconnaître les principales fonctions :
• un oscillateur fournissant le signal de découpage,
• un MOS-FET commandant le transformateur,
• le transformateur assurant l'isolation et le transfert d'énergie,
• le redressement assuré par diode et condensateur,
• la régulation linéaire procurant les 10 V en sortie,
• une masse virtuelle permettant d'obtenir ainsi que nous le verrons du ±5V, du +5V/+10V, ou bien du -5V/-10V.
Il est apparent sur le schéma qu'il n'y a pas de rétroaction de la sortie sur l'oscillateur. Cela a été fait pour des raisons de simplicité car il aurait fallu prévoir une boucle de retour qui soit, elle aussi, totalement isolée. Bien que cela soit techniquement possible, une telle contrainte aurait certainement conduit à une augmentation de la consommation, ce qui aurait été à l'encontre du but recherché.

Découpage et redressement

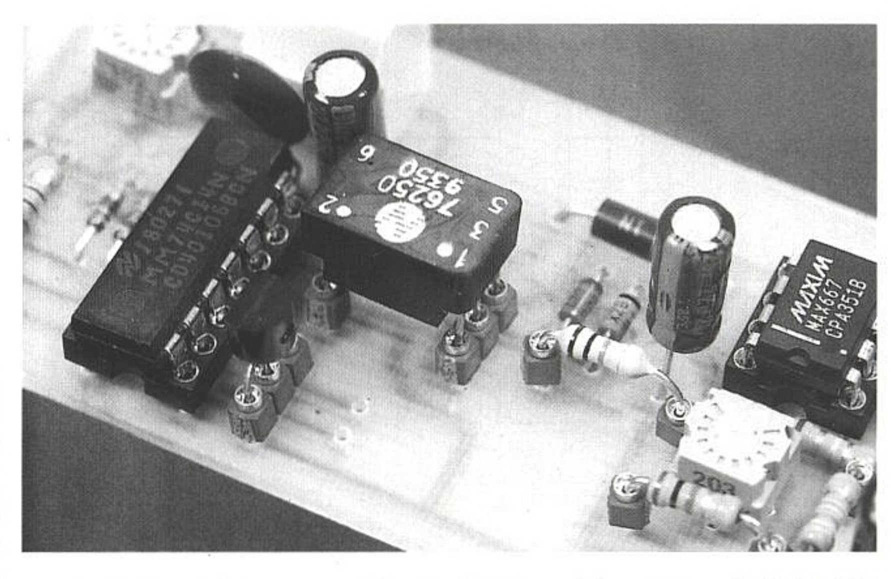
La **figure 2** donne le détail de la réalisation jusqu'au redressement. On y trouve un oscillateur de relaxation, bâti autour d'une porte trigger de Schmitt, alimenté en +5V. Attention, le circuit utilisé est un 74C14 qu'il serait hasardeux de vouloir remplacer par un 74HC14 ou un 74HCT14, ces composants n'ayant pas tout à fait les mêmes comportements. On remarquera dans le rebouclage deux diodes 1N4148 (D1, D2) permettant d'avoir un rapport cyclique convenable, et un potentiomètre dont le rôle est d'ajuster la fréquence de travail (aux environs de 300 kHz) au mieux. Cette première porte est suivie d'une deuxième qui sert de tampon, dont on peut éventuellement se passer si le 74C14 fait partie d'un montage plus complexe, et qui commande un transistor MOS-FET canal N. Quand la tension au Point Test 1 (PT1) est nulle, le transistor T1 est bloqué, et si elle est égale à 5V, T1 conduit, ce découpage produisant alors une tension alternative en sortie du transformateur, tension redressée par la diode Schottky 1N5819, et filtrée par le condensateur C3. Il est à signaler que l'utilisation d'une diode genre 1N4007 est à proscrire sous peine de voir le rendement partir dans des profondeurs peu souhaitables. La **figure 3** donne les formes d'ondes obtenues aux Points Test 1 et 2 avec et sans charge, et sur lesquelles on peut constater quelques différences : la trace 4 est prise sur le drain sans charge en sortie du convertisseur, la trace 2 correspond au même point avec une



charge de 1kΩ en sortie, et la trace 3 correspond à la grille du transistor. Comme on peut le constater, la présence d'une charge en sortie se traduit par un amortissement assez important du transformateur.

Régulation 10 V

La **figure 4** correspond à la partie régulation linéaire. Ainsi que signalé plus haut, il a fallu se diriger vers des circuits un peu spéciaux quoique courants, pour avoir une consommation minimum dont nous dirons quelques mots plus loin. Le rôle principal est tenu par le MAX 667 qui est un régulateur MAXIM, (marque bien connue pour ses produits innovants), et qui a l'avantage d'avoir d'une part une consommation propre réduite, puisqu'elle est de l'ordre de 100 µA pour un courant de sortie de 3 mA, et de 300 µA pour un courant de sortie de 10 mA, et d'autre part, de pouvoir fonctionner avec une faible chute de tension entrée-sortie :
150 mV pour Is = 200 mA, et 20 mV pour Is = 20 mA. On remarquera aussi au passage la présence des diodes zener D4 et D5 qui limitent la tension à 16,7V afin de protéger le circuit pour lequel la tension maximum admissible en entrée est de 18V. Cette protection n'est en fait utile que si l'on modifie les valeurs des résistances en série avec les diodes D1 et D2 (rapport cyclique) et/ou que l'on modifie la fréquence (par Pot1 et C1) dans des proportions importantes lors de la mise au point du montage.
Ce circuit est prévu pour fonctionner soit en régulateur +5V, il suffit pour cela de connecter sa borne 6 (SET) à la masse, soit avec une tension de sortie ajustable en connectant cette même borne 6 à un pont de deux résistances.
C'est évidemment cette dernière solution qui a été choisie, puisque nous voulions en sortie une tension de 10V, mais en plus de ces résistances (R4, R5 et Pot2),on remarquera la présence de R3 et R7. Ces résistances sont là en protection, pour le cas où la tension en entrée du régulateur aurait tendance à baisser au-dessous de 10V. L'absence de ces résistances se traduirait dans ce cas (l'auteur en a fait l'expérience gratuite ...) par une consommation qui pourrait devenir tout à fait anormale, de l'ordre de plusieurs dizaines de mA.
Cette situation est bien entendu possible, mais à éviter sous peine de destruction éventuelle par surchauffe du composant. Les résistances R3 et R7 évitent ce phénomène en utilisant la broche de détection de Tension Basse, et en augmentant dans ce cas la tension sur l'entrée SET.
Dans le cas où la tension amont chute au-dessous de 10V, il y a apparition d'un courant à la borne 1 (DD), ce qui a pour effet d'augmenter la tension à la borne 6 (SET), et donc de diminuer la tension de sortie qui suit alors régulièrement la tension amont. Le **tableau 1** donne une idée du phénomène pour les valeurs faibles des résistances de charge. Le potentiomètre, pour sa part, permet simplement d'ajuster la tension de sortie à la valeur souhaitée, 10V dans le cas présent.



Dernier point concernant le MAX 667, la présence de la résistance R6 en série avec le condensateur C4 : cette dernière résistance est absolument indispensable, et ceci, contrairement à ce qui est écrit dans la fiche technique du produit, si l'on veut que le système soit stable, son absence se traduisant suivant les conditions de fonctionnement par la présence d'oscillations parasites tout à fait indésirables. Il est à noter que le constructeur joint actuellement à ses feuilles de spécification une fiche de correction précisant que la résistance totale Rsérie + ESR (Résistance Série Equivalente du condensateur) doit être supérieure à 2,2 Ω pour éviter les problèmes : la valeur de 4,7 Ω prise ici conduit à une stabilité inconditionnelle des plus sympathiques.
Le circuit ainsi conçu permet de disposer d'une tension flottante parfaitement régulée de 10V entre les bornes S1 et S3, tension qui peut en fait être ajustée si besoin à une toute autre valeur avec le potentiomètre, les 10V étant ici nécessaire pour obtenir du ±5V. La suite de l'étude donnera une idée des résultats obtenus.

R (kΩ)	Is (mA)	Ps (mW)	Ie (mA)	Pe (mW)	ρ (%)	Vam (V)	Vs (V)
∞	0	0	2	10	0	14,3	10
10	1	10	4,4	22	45	11,3	10
8,2	1,2	12	4,9	24,5	50	11,2	10
6,8	1,5	14,7	5,4	27	54	11	10
5,6	1,8	17,9	6,1	30,5	58,6	10,9	10
4,7	2,1	21,3	6,8	34	62,6	10,7	10
3,9	2,6	25,6	7,8	39	65,8	10,6	10
3,3	3	30,3	8,7	43,5	69,7	10,5	10
2,7	3,7	37	10,2	51	72,6	10,35	10
2,2	4,5	45,5	12,1	60,5	75	10,2	10
1,8	5,6	55,6	14,3	71,5	77,7	10,1	10
1,5	6,6	65,3	16,8	84	77,8	10	9,9
1,2	8,2	80,9	20,3	101,5	79,7	9,9	9,85
1	9,8	96	23,6	118	81,4	9,85	9,7
0,82	11,7	112,4	28,2	141	79,7	9,8	9,6
0,68	13,7	127,2	32,4	162	78,5	9,5	9,3
0,18	40	288	101,5	507,5	56,8	7,4	7,2
0,047	55	143,8	145	725	20	2,8	2,6

Tableau 1 : fonctionnement du montage sans le TLE 2426.
Ve = 5V, Vs = 10V
On notera que Vam est la tension en entrée du régulateur, et que Vs suit Vam quand Vam < 10V.

Le ±5 volts

Ainsi que l'on peut le voir sur le schéma, ceci se fait très simplement au moyen d'un circuit TLE 2426 de Texas Instruments, et d'un condensateur. Les TLE 2426 sont des circuits récents (dont nous avons déjà parlé) qui sont en fait des diviseurs de tension, c'est à dire que la tension entre la borne sortie (S) et la borne commune (C) est toujours égale à la moitié de la tension entre la borne d'entrée (E) et (C). Comme de plus la sortie est capable d'absorber ou de fournir du courant jusqu'à 20 mA, il est possible de l'utiliser comme une masse virtuelle. C'est ce qui est fait ici, et suivant que l'on prenne les bornes S3, S2 ou S1 comme borne de référence, on mesurera sur les autres bornes +10V (S1) et +5V (S2) ; +5V (S1) et -5 V (S3), ou -5V (S2) et -10V (S3). Pour faciliter les réglages de mise au point, on remarquera un cavalier (CAV) à trois positions permettant un tel choix en mettant à la masse de l'alimentation 5V les sorties S3, S2 ou S1. Il est bien évident que dans le



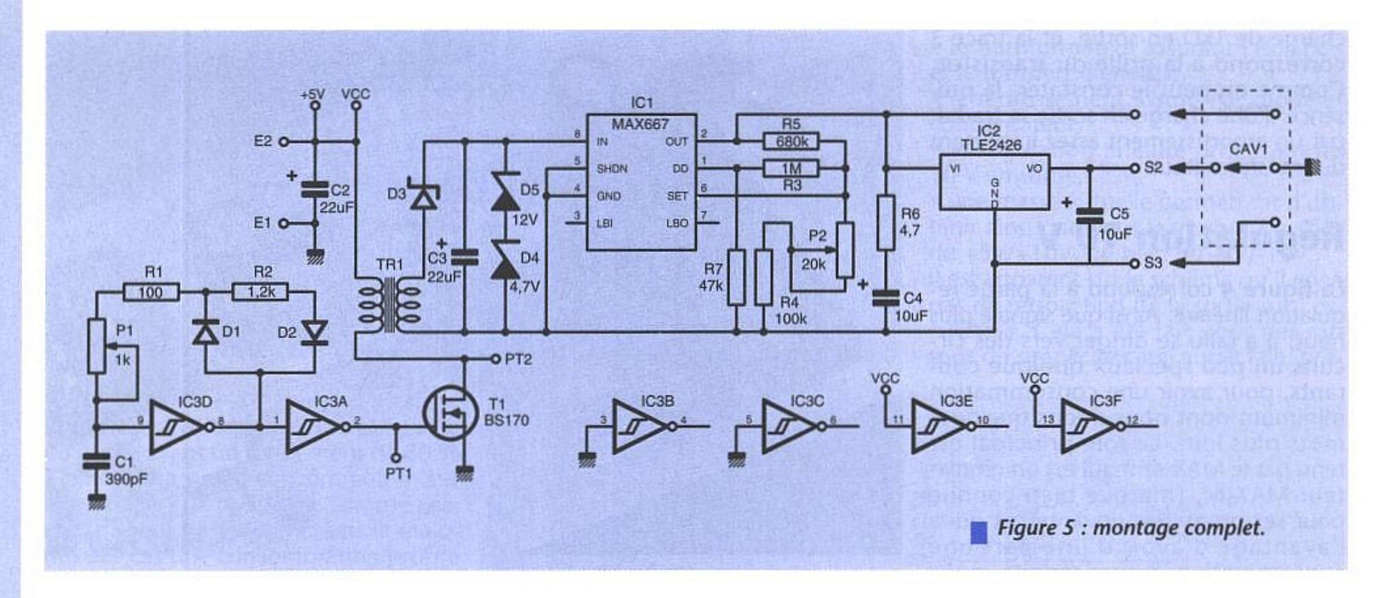


Figure 5 : montage complet.

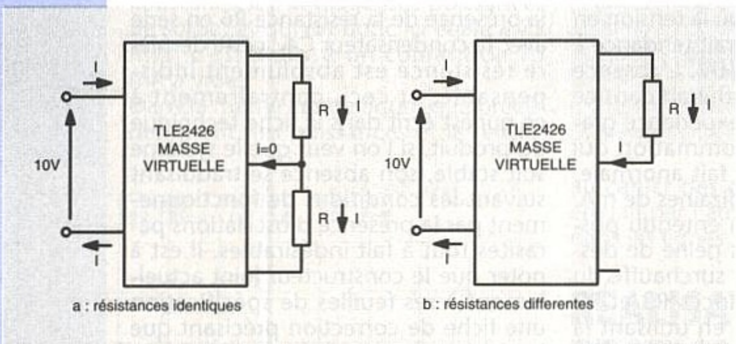


Figure 6 : répartition des courants.
(a) : résistances identiques.
(b) : résistances différentes.

cas nous intéressant (±5V isolé),ce cavalier sera supprimé après réglage des potentiomètres, afin d'obtenir une alimentation flottante.

Résultats pratiques

La **figure 5** regroupe en fait les figures 2 et 4 afin d'avoir une vue générale du montage, tandis que le tableau 1 donne les résultats obtenus quand le TLE 2426 est absent. Ce tableau a été obtenu pour Ve = 5V, Vs = VS1-S3 = 10V, et on peut remarquer immédiatement que sauf à très faible courant de charge (≤1 mA), le rendement (colonne 6) est toujours supérieur ou égal à 50 %. Cela est possible grâce à la faible consommation à vide (2 mA), et pourrait être légèrement amélioré si l'on acceptait une intensité maximum en sortie plus faible. Pour ce tableau le réglage était tel que Ismax = 5,6 mA (R = 1,8 kΩ) ce qui est naturellement bien supérieur aux besoins déclarés. Si l'on peut se contenter d'un courant plus faible (R = 4,7 kΩ et donc Is = 2,1 mA), on peut réduire la tension en amont du MAX 667, et donc gagner en rendement. Un tel cas de figure a été appliqué aux tableaux 2 et 3 qui traitent du montage complet.
Quoiqu'il en soit, avec les réglages précédents, on remarquera que la tension de sortie est tout de même égale à 9,8V pour R = 1 kΩ, ce qui correspond à Is = 9,8 mA, valeur très supérieure à celle nécessaire, et qui montre qu'il y a une certaine réserve de puissance. Les mesures faites avec les résistances inférieures à 1 kΩ ont essentiellement pour but de montrer le fonctionnement de la régulation et l'évolution des tensions de sortie (Vs) et amont du MAX 667 (Vam) qui, comme on peut le constater, se suivent à 0,2V près sans aucun problèmes d'accrochage. Signalons aussi que la tension en amont du MAX 667 est en pratique très bien filtrée par le condensateur C3 du fait de la fréquence de travail élevée, proche de 310 kHz.
Le **tableau 2** a été obtenu avec le TLE 2426 en place. On remarquera immédiatement que la présence de ce composant se traduit par une augmentation assez importante de la consommation à vide qui passe de 2 à 2,6 mA. Ce phénomène s'explique très simplement par la consommation propre du TLE 2426 qui est de l'ordre de 0,18 mA sous 10V. Cette consommation est en fait prélevée sur la tension en amont du MAX 667 égale à 12,9V (voir le tableau), ce qui correspondrait sur le +5V à un courant I = 0,18 x 12,9/5 = 0,46 mA. Si l'on suppose que le rendement de conversion est égal à 80 %,

R (kΩ)	I+ = I- (mA)	Pstot (mW)	Ie (mA)	Pe (mW)	ρ (%)	Vam (V)
∞	0	0	2,6	13	0	12,9
10	0,5	5	3,8	19	26,3	12,6
8,2	0,61	6,1	4,1	20,5	29,7	12,5
6,8	0,74	7,4	4,4	22	33	12,3
5,6	0,9	8,9	4,7	23,5	38	11,2
4,7	1,06	10,6	5,1	25,5	41,7	11
3,9	1,3	12,8	5,5	27,5	46,6	10,9
3,3	1,5	15,2	6	30	50,5	10,8
2,7	1,9	18,5	6,7	33,5	55,3	10,7
2,2	2,3	22,7	7,7	38,5	59	10,5
1,8	2,8	27,8	8,8	44	63	10,4
1,5	3,3	33,3	10	50	66,7	10,3
1,2	4,2	41,7	11,8	59	70,6	10,2
1	5	50	13,7	68,5	73	10,1

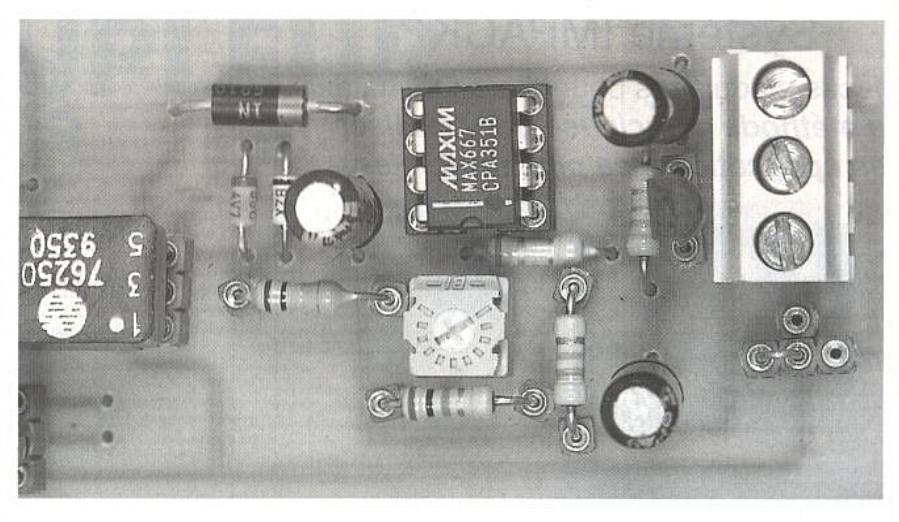
Tableau 2 : fonctionnement du montage complet.
Ve = 5V, Vs1 = +5V, Vs3 = -5V.
R = R+ = R-

R (kΩ)	I+ = I- (mA)	Pstot (mW)	Ie (mA)	Pe (mW)	ρ (%)	Vam (V)
∞	0	0	2,4	12	0	12,2
10	0,5	5	3,5	17,5	28	12
8,2	0,61	6,1	3,8	19	32	10,9
6,8	0,74	7,4	4,1	20,5	36	10,8
5,6	0,9	8,9	4,4	22	41	10,7
4,7	1,06	10,6	4,8	24	44	10,5
3,9	1,3	12,8	5,2	26	49	10,4
3,3	1,5	15,2	5,7	28,5	53	10,3
2,7	1,9	18,5	6,3	31,5	59	10,1

Tableau 3 : montage complet avec Ismax limité à 2 mA.
Mêmes conditions de test que pour le tableau 2.



cela conduit directement à un courant égal à 0,58 mA, valeur tout à fait compatible avec les 0,6 mA d'augmentation mesurée. Ce petit calcul montre l'intérêt d'utiliser des composants à très faible consommation propre, et à faire attention aux valeurs des résistances utilisées.
Le tableau 2 mérite quelques explications supplémentaires : il a été obtenu en mettant deux résistances égales entre le 0 et le +5V, et entre le 0V et le -5V, mais on peut se poser la question de savoir ce qu'il se passerait si l'on ne mettait qu'une seule résistance, ou deux résistances de valeurs différentes. La réponse est très simple : dans tous les cas, le courant débité est celui fixé par la résistance la plus faible. La **figure 6** en fournit la raison: si les résistances sont égales, les courants les traversant sont égaux, et de ce fait, le courant dans la broche de sortie du TLE 2426 est nul; si ces deux résistances sont différentes (l'une est absente sur la figure 6), une partie (ou la totalité) du courant passe par le TLE 2426 ce qui ne change rien au courant débité par le MAX 667, car il est évident que dans tous les cas de figure tous les courants se bouclent via ce dernier circuit.
On peut donc en conclure que si les deux résistances sont égales les rendements sont ceux annoncés dans le tableau 2, tandis que si l'une des résistances est absente, les rendements doivent être divisés par deux, puisque seule la moitié de l'énergie du cas précédent est consommée de manière utile. Si les résistances sont de valeurs différentes, les rendements seront intermédiaires entre les deux cas.
Le **tableau 3** donne les mêmes types de résultats que le tableau 2, mais après ajustement de la tension en amont du MAX 667 pour que le courant débité maximum possible soit de 2 mA, ce qui conduit, ainsi que l'on peut le constater, à une amélioration du rendement de l'ordre de 3%. Cet accroissement n'est pas très spectaculaire, mais peut être intéressant; de toutes façons, toute amélioration ultérieure de ce même rendement devra se faire en jouant essentiellement sur la consommation propre du régulateur, de l'oscillateur (0,6 mA ici), et sur le type de transformateur utilisé qui a été choisi parmi les modèles industriels dont l'approvisionnement peut se faire sans problèmes.
Pour terminer cette étude, signalons que le montage peut être modifié de façon simple pour fournir ou fonctionner avec des tensions différentes de celles choisies. Il faut cependant garder à l'esprit que l'utilisation d'une tension d'entrée supérieure à 5V (12V ou 15V par exemple) risque de nécessiter l'utilisation d'un transformateur ayant une self primaire plus importante, et/ou des rapports de transformations différents, composant qui peut être délicat à trouver. La **figure 7** donne l'implantation des composants du circuit imprimé de la **figure 8** pour lequel on peut remarquer qu'il n'y a eu aucune tentative de miniaturisation de l'ensemble, mais que de toute évidence, on peut en réduire les dimensions de façon très importante.



Conclusion

L'étude qui vient d'être décrite n'a pas d'autre but que d'essayer d'aider des personnes ayant rencontré des problèmes semblables : si la consommation à vide des convertisseurs CC-CC industriels n'est pas rédhibitoire, il est évident qu'il vaut mieux acheter un modèle prêt à l'emploi, mais si ce problème se pose avec acuité, il pourrait être intéressant, voire indispensable d'envisager une solution sur mesure.

G.GIROLAMI

NOMENCLATURE

Résistances :
R1 : 100 Ω
R2 : 1,2 kΩ
R3 : 1 MΩ
R4 : 100 kΩ
R5 : 680 kΩ
R6 : 4,7 Ω
R7 : 47 kΩ
Pot1 : 1 kΩ
Pot2 : 20 kΩ

Condensateurs :
C1 : 390 pF
C2 : 22 µF
C3 : 22 µF
C4 : 10 µF
C5 : 10 µF

Semi-conducteurs :
D1 : 1N4148
D2 : 1N4148
D3 : 1N5819 (Schottky)
D4 : zener BZX 55C-4,7V
D5 : zener BZX 55C-12V
T1 : BS 170 (MOS-FET)

Circuits intégrés :
IC1 : MAX 667 (MAXIM)
IC2 : TLE 2426 (TI)
IC3 : 74C14

Transformateur :
Référence 76250 Newport.
Disponible chez Radiospares

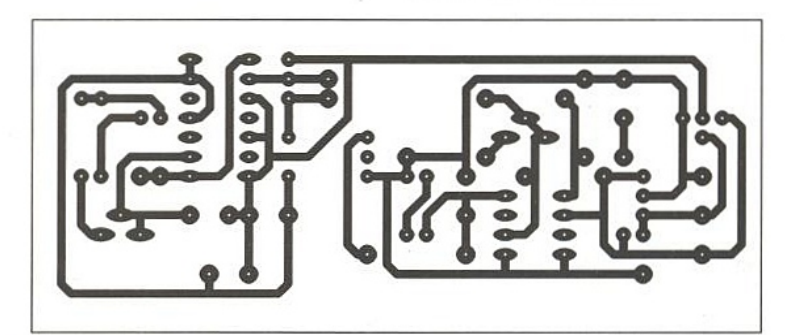


Figure 7 : implantation des composants.

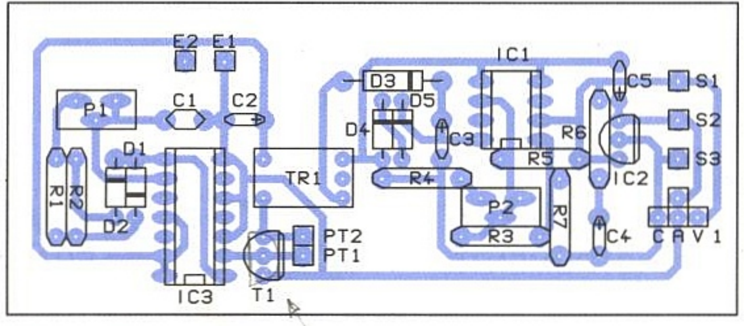
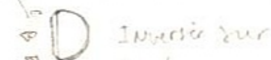


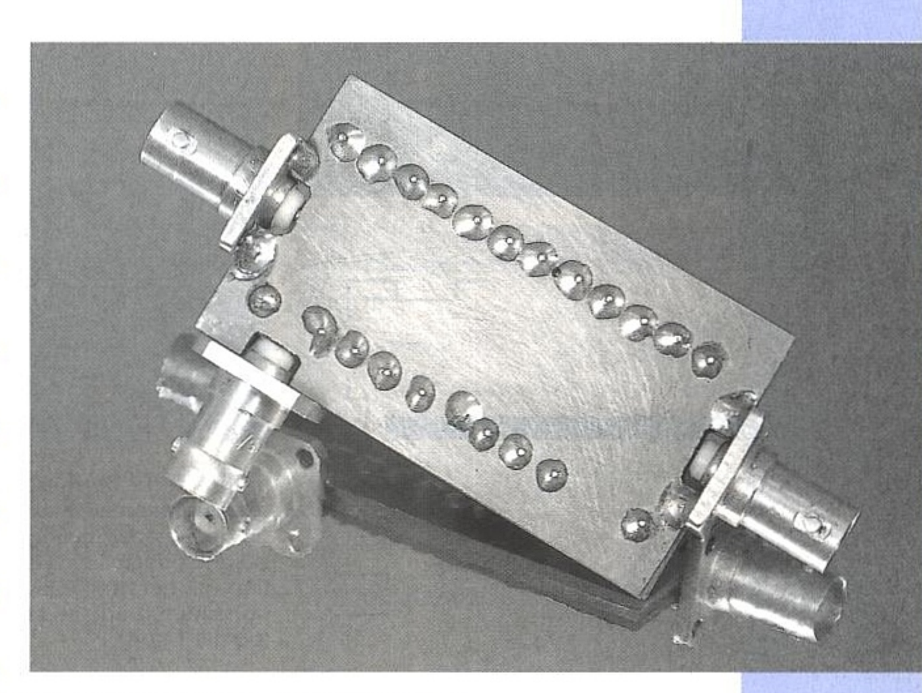
Figure 8 : circuit imprimé.





UN COUPLEUR DIRECTIF

Le petit montage proposé ici, bien que de fabrication très simple, se révèlera d'une grande utilité pour les lecteurs que la pratique des hautes fréquences passionne. Nous n'aborderons que superficiellement le principe de fonctionnement, et passerons rapidement à la réalisation pratique.



Les lecteurs intéressés pourront se reporter à l'article de M. ALAIN RIVAT consacré à la simulation des couplages magnétiques, publié dans le présent numéro.

Un coupleur directif peut être destiné à de nombreuses utilisations, dont les principales sont la mesure du taux d'ondes stationnaires, le prélèvement d'une partie du signal à des fins de contrôles ou de mesures, ou l'alimentation d'amplificateurs.
Donc, comme nous venons de le voir, un coupleur directif est utilisé pour prélever une certaine partie du signal qui lui est injecté sans désadaptation. Suivant ses caractéristiques, le signal aura une amplitude plus ou moins grande qui variera avec le degré de couplage. En se reportant à la **figure 1**, on s'aperçoit du principe utilisé, qui met en œuvre des lignes à rubans ou microrubans. Ces lignes sont réalisées sur un circuit imprimé en double face, dont l'une sert de plan de masse et de blindage. Il existe deux principales façons de placer ces lignes sur le circuit : elles peuvent être côte à côte sur un même plan ou être superposées et donc sur deux platines différentes écartées par un isolant, il s'agit dans ce cas de striplines. C'est l'épaisseur et la nature de l'isolant ou l'espace qui sépare les deux lignes placées sur un même plan qui détermine le degré de couplage.
Un coupleur possède des caractéristiques mécaniques et électriques bien précises: la largeur du ruban ainsi que son épaisseur, celle du diélectrique, la surface du plan de masse, la nature du matériau utilisé pour le ruban et celle du support isolant (permittivité). Le plus souvent, c'est le verre époxy (FR4 ou G10) ou le téflon qui sont utilisés comme substrat avec du cuivre comme conducteur.

Fonctionnement du coupleur

Les lignes sont couplées de deux façons différentes : par mutuelle inductance (par la longueur des lignes) et par couplage capacitif (par la distance

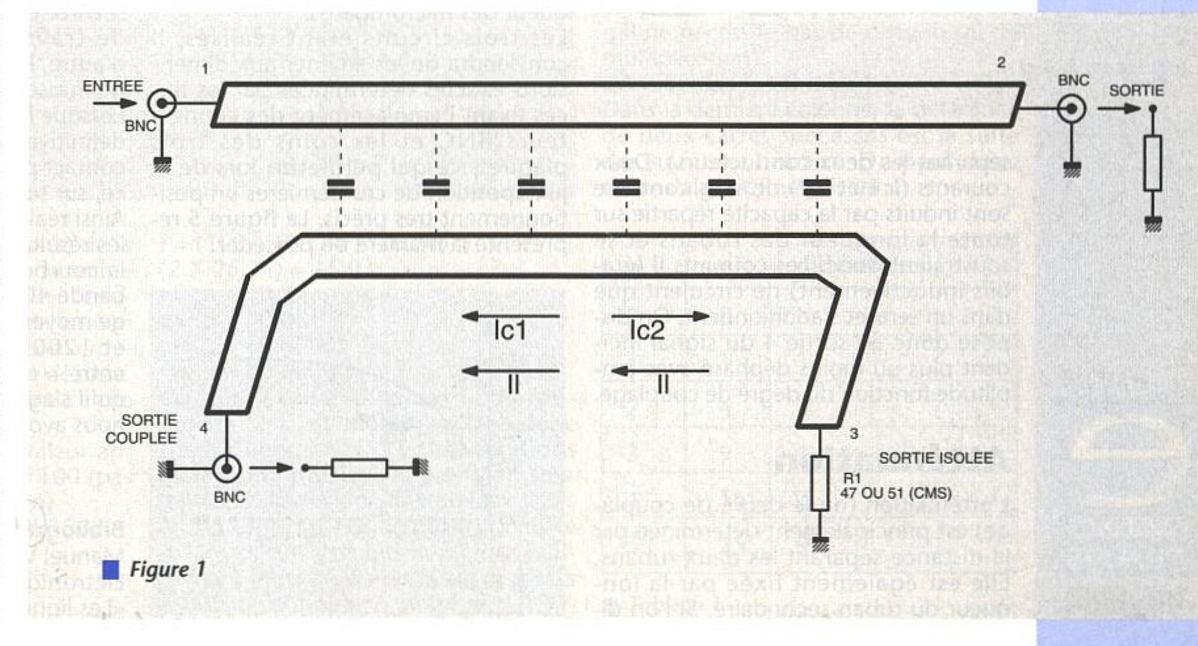
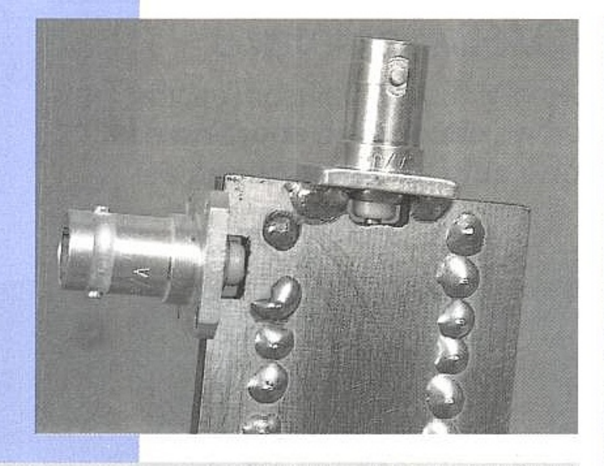


Figure 1



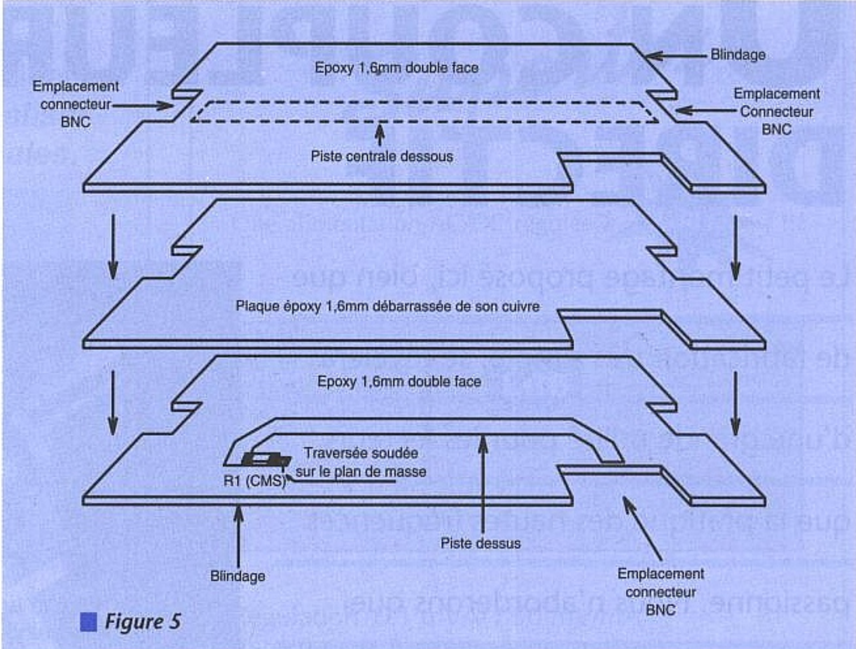
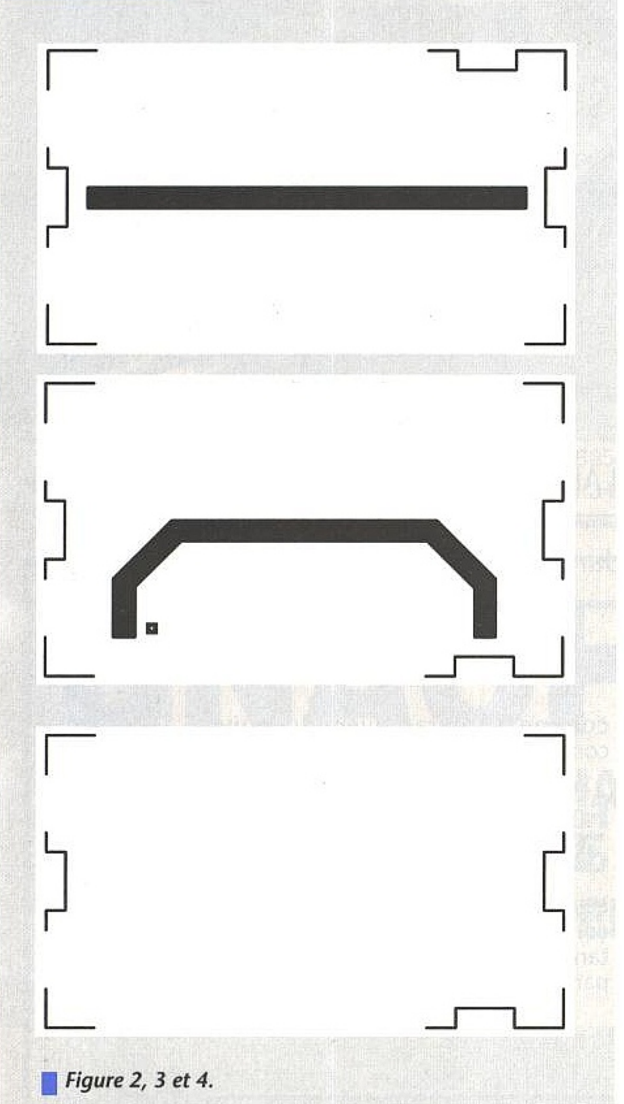


Figure 5


Figure 2, 3 et 4.

séparant les deux conducteurs). Deux courants (Ic1 et Ic2) de sens contraire sont induits par la capacité répartie sur toute la longueur des rubans et se soustraient donc. Les courants Il (établis inductivement) ne circulent que dans un sens et s'additionnent. On dispose donc en sortie 4 du signal incident plus ou moins déphasé avec amplitude fonction du degré de couplage.

Atténuation

L'atténuation (ou le degré de couplage) est principalement déterminée par la distance séparant les deux rubans. Elle est également fixée par la longueur du ruban secondaire. Si l'on diminue cette dernière, l'atténuation sera augmentée de la même façon que si l'on éloignait la ligne secondaire de la ligne principale. C'est cette atténuation qui détermine le rapport entre la puissance d'entrée et celle de sortie (points 1 et 4).

Le degré d'efficacité directionnel

Il est fonction de la puissance disponible au point 3 du coupleur. En effet, si les courants Ic1 et Ic2 étaient de même amplitude, ils s'annuleraient donc et l'on ne devrait obtenir aucun signal en sortie 3. La pratique est différente et cette dernière présente toujours un signal plus ou moins important.

La réalisation pratique

Il conviendra de se reporter aux **figures 2, 3 et 4** représentant les circuits imprimés de cette réalisation. Ils devront être réalisés avec soin afin de respecter les dimensions (largeur et longueur des microrubans).
Les trois circuits étant réalisés, il conviendra de les amener aux dimensions exactes déterminées par les tracés fixant l'emplacement des connecteurs BNC et les coins des trois plaques, ce qui permettra lors de la juxtaposition de ces dernières un positionnement très précis. La **figure 5** représente la manière de procéder.

dB
-10
-15
-20
-25
100 300 500 700 900 1100 MHz

Figure 6

Suivant le type de connecteurs BNC utilisés, il sera peut être nécessaire d'augmenter les dimensions des échancrures qui leur sont réservées. Lorsque ces connecteurs auront été soudés, il conviendra de limer les soudures du conducteur central afin qu'elles ne dépassent pas, en épaisseur, de la plaque centrale. Les corps des BNC seront soudés sur la surface de cuivre assurant le plan de masse et le blindage. Afin de connecter la résistance R1 à la masse, une traversée est prévue. Cette résistance sera obligatoirement un modèle CMS 50 Ω. A l'aplomb de sa position sur le circuit imprimé, la plaque centrale sera percée pour ménager un emplacement lorsque les trois circuits seront soudés ensemble.
Une fois toutes ces opérations achevées, on positionnera les trois plaques telles qu'elles le seront de manière définitive, en les fixant dans un petit étau. On percera ensuite le tout sur deux lignes à environ 8 millimètres des bords et à 5 millimètres d'intervalle sur toute la longueur des trois plaques. Il faudra bien sûr veiller à ne pas percer le conducteur secondaire. Ces trous serviront à assurer, par la mise en place de traversées soudées de part et d'autre, le contact entre les deux plans de masse.
Lorsque l'on passera à la mise en place définitive, il faudra veiller à assurer un contact parfait entre les trois circuits et ce, sur toute leur longueur.
Ainsi réalisé, le coupleur directif donne les résultats de mesure représentés sur la courbe tracée en **figure 6**. Dans la bande 400MHz à 1300MHz le couplage moyen est de -12dB. Entre 600MHz et 1200MHz, l'écart reste compris entre + et - 1,5dB. C'est logique puisqu'il s'agit d'un filtre passe-bande que nous avons centré sur 900 MHz ($l = \frac{\lambda}{4}$).

P. OGUIC

Bibliographie :
Manuel VHF-UHF de K.WEINER
Elctronique Applications : J. DE NEEF «Les lignes à microrubans»



RACINES CARRÉES ET DISTANCES SUR µC

La fonction racine carrée est une des fonctions fondamentales et est nécessaire dans de nombreux calculs.

On l'utilisera par exemple pour calculer ArcSin(x) (1) ou ArcCos(x) (2) à partir de la fonction ArcTan(x) déjà décrite dans ces colonnes, pour calculer des distances euclidiennes ou dans tout autre calcul.

L'algorithme le plus connu de calcul de racine carré est la méthode de NEWTON qui peut se résumer de la manière suivante :

$r = (x + r^2)/(2.r)$

```
typedef union{                                /* long_int est soit */
        unsigned long    l;                   /* un long (32 bits) */
        unsigned int     i[2];                /* soit deux int de 16 bits */
        }long_int;
#define MSB 1                                 /* dépend de la machine */

/* calcul de racine carrée d'une valeur entière */
unsigned char square(unsigned int value)
{
        long_int         valeur;              /* valeur entrée */
        unsigned int     résultat;            /* résultat intermédiaire */
        unsigned int     temporaire;
        unsigned int     loop;                /* compteur de boucle */

        valeur.l = (unsigned long)value;      /* initialise la valeur */
        résultat = 0;                         /* et le résultat */
        for(loop = 0; loop < 8; loop++){
          résultat <<= 1;                     /* pousse le résultat précédant */
          valeur.l <<= 2;                     /* prend les deux bits MSB */
          temporaire = (résultat*2) + 1;
          if(valeur.i[MSB] >=temporaire){     /* teste la racine carrée */
            valeur.i[MSB] -=temporaire;       /* recadre le MSB */
            résultat++;                       /* racine carrée = 1 */
          }
        }
        return résultat;
}
```

■ *Listing 2 : la version C*

L'idée est d'essayer une racine (r) de la valeur dont on désire extraire la racine (x), puis de réintroduire la nouvelle valeur de r trouvée. En réitérant l'opération plusieurs fois, la valeur r convergera rapidement vers la valeur désirée. Par exemple, calculons la racine carrée de 100 :

x = 100, on prend comme valeur approchée de la racine la valeur 100 (pas une très bonne approximation)

r = (100 + (100 X 100)) / (2 X 100) = 50,50

r = (100 + (50,50 X 50,50)) / (2 X 50,50) = 26,24

r = (100 + (26,24 X 26,24)) / (2 X 26,24) = 15,03

r = ... = 10,84

r = ... = 10,03

r = ... = 10,00001

r = ... = 10,00000

Chaque nouveau calcul nous rapproche de la solution on pourra donc théoriquement arrêter les itérations quand on obtiendra la précision souhaitée. En fait si on effectue les calculs en flottant, les erreurs de troncature sur les calculs flottants limiteront rapidement la précision du résultat. Il sera prudent de limiter le nombre d'itérations pour éviter d'osciller indéfiniment autour de la solution si la précision souhaitée est importante.

De même un bon choix de la racine de départ diminuera sensiblement le nombre d'itérations à effectuer. On pourra aussi réécrire l'équation :

r = (r + x / r) / 2 pour limiter les débordements dans les calculs intermédiaires.

Cet algorithme universellement employé pour les calculs en flottant n'est pas optimum pour des calculs entiers. Il oblige à fixer le nombre d'itérations pour éviter l'oscillation du résultat. De plus sur les processeurs qui ne disposent pas de division câblée suffisante, (ce qui est le cas des microprocesseurs 80C5X, 68HC11 et 68HC05), cet algorithme est inutilement lent.

Il existe un autre algorithme très simple pour extraire les racines carrées qui ne nécessite pas de division (ni de multiplication).

Considérons le **tableau 1**.

Dans la dernière colonne, la différence de deux carrés successifs est la suite des nombres impairs. On peut donc écrire l'algorithme suivant :

n	n^2	différence
0	0	
1	1	1
2	4	3
3	9	5
4	16	7
5	25	9

■ *Tableau 1*



```
r = 1;
do{
        x = x - r;
        r = r + 2;
        }
while( x >= 0 );
r = (r / 2) - 1;
```

C'est vraisemblablement l'algorithme le plus simple de calcul de racine carrée.

Petit problème : le nombre d'itérations est égal à la valeur de la racine carrée. Fort heureusement, on peut limiter les itérations si on se limite à des calculs de petites racines carrées. Quand on réalise une racine carrée à la main, on groupe les chiffres deux par deux, et on calcule la racine carrée deux chiffres par deux chiffres. De même, en base deux, on pourra grouper les bits deux par deux et chercher la racine carrée de ces deux bits (0 ou 1), exactement comme dans la méthode manuelle. Le nombre d'itérations n'est donc plus que de un, en revanche, il faudra effectuer n calculs de racines carrées, n étant le nombre de bits du résultat. Le **listing 1** réalise le calcul de la racine carrée d'une valeur 32 bits contenue dans ACCU32 et restitue le résultat dans R6:R7 en assembleur 80C31. La durée d'exécution est au maximum de 1,5 millisecondes pour un microprocesseur cadencé à 12 MHz. Le **listing 2** est une implémentation du même algorithme en langage C.

Le calcul de racine carrée est souvent utilisé pour évaluer des distances. La distance de deux points de coordonnées (x_1, y_1) et (x_2, y_2) est :

$d = racine(X^2 + Y^2)$ avec $X = x_1 - x_2$ et $Y = y_1 - y_2$

Dans les cas où il n'est pas nécessaire de faire un calcul avec une grande précision, on peut utiliser les approximations (4) et (5) pour évaluer la distance. Max(x, y) et Min(x, y) sont respectivement des fonctions qui renvoient les valeurs maximum et minimum de x et de y. |x| est la valeur absolue de x.

L'approximation (4) donne un résultat avec une erreur minimum de 0 et une erreur maximum de 11,76 % soit une erreur inférieure à 1 dB.

Si cette approximation est insuffisante, on utilisera la formule (5). L'erreur minimum est ici de -2,77 % et l'erreur maximum de 0,78 %. Ces deux approximations pourront être très facilement programmées en n'utilisant que des additions, soustractions et décalages.

$$(1): ArcSin(x) = ArcTan\left(\frac{x}{\sqrt{1-x^2}}\right)$$

$$(2): ArcCos(x) = ArcTan\left(\frac{\sqrt{1-x^2}}{x}\right)$$

$$(3): Distance(X,Y) = \sqrt{X^2+Y^2}$$

$$(4): Distance(X,Y) \approx Max(|X|,|Y|) + \frac{1}{2}Min(|X|,|Y|)$$

$$(5): Distance(X,Y) \approx Max\left(|X|, \frac{7}{8}|X| + \frac{1}{2}|Y|, \frac{1}{2}|X| + \frac{7}{8}|Y|, |Y|\right)$$

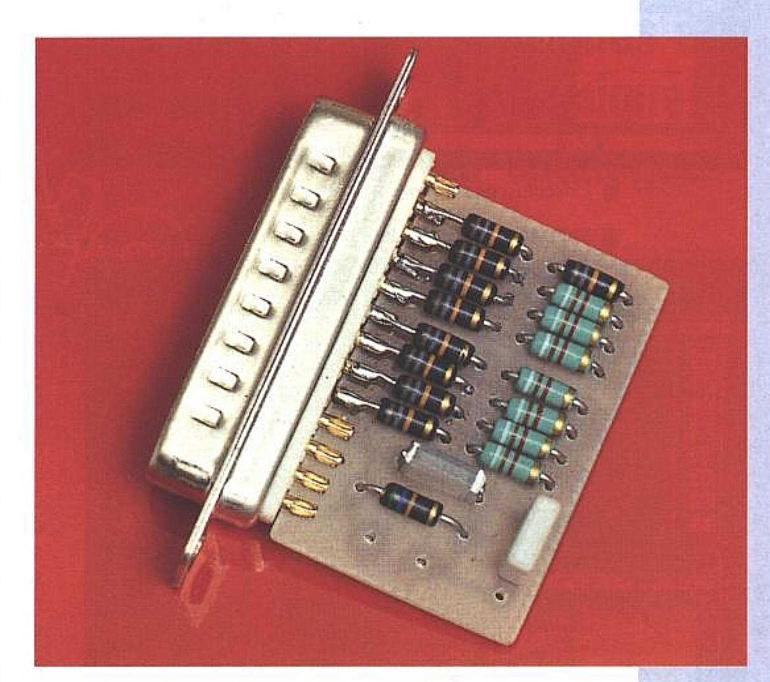
```
          RSEG     ?DT?_square?SQUARE
ACCU32: DS         4                       ; registre 32 bits
          RSEG     ?PR?_square?SQUARE

mulacc:   MOV      A,ACCU32+3              ; multiplie R1:R2:R3:ACCU32 par 2
          ADD      A,ACCU32+3              ; équivalent à un décalage à gauche
          MOV      ACCU32+3,A
          MOV      A,ACCU32+2
          ADDC     A,ACCU32+2
          MOV      ACCU32+2,A
          MOV      A,ACCU32+1
          ADDC     A,ACCU32+1
          MOV      ACCU32+1,A
          MOV      A,ACCU32+0
          ADDC     A,ACCU32+0
          MOV      ACCU32+0,A
          MOV      A,R3                    ; décale les MSB de ACCU32
          ADDC     A,R3                    ; dans R1:R2:R3
          MOV      R3,A
          MOV      A,R2
          ADDC     A,R2
          MOV      R2,A
          MOV      A,R1                    ; en fait on n'utilise que
          ADDC     A,R1                    ; les deux bits LSB de R1
          MOV      R1,A
          RET

; _square calcule la racine carrée de ACCU32 et place le résultat dans R6:R7
; R4:R5 est un intermediaire de calcul qui contient ((R6:R7) * 2) + 1
; R1:R2:R3 accumule les bits décales de ACCU32
; R0 est le compteur de boucle
; à la fin de l'exécution, ACCU32 = 0
; L'algorithme est très proche de l'algorithme de division mis a part que
; dans la recherche de la racine carrée, le «numerateur» est décalé par blocs
; de deux bits.
; dans le pire cas, l'exécution dure 1494 cycles
_square:
          CLR      A
          MOV      R6,A                    ; résultat R6:R7
          MOV      R7,A                    ; = 0
          MOV      A,ACCU32+3              ; teste si ACCU32 = 0
          ORL      A,ACCU32+2
          ORL      A,ACCU32+1
          ORL      A,ACCU32+0
          JZ       squar3                  ; ACCU32 = 0, sort avec 0
          CLR      A
          MOV      R1,A                    ; accumulateur de bits a 0
          MOV      R2,A
          MOV      R3,A
          MOV      R0,#16                  ; résultat sur 16 bits
; boucle de calcul effectuée 16 fois
squar0:   MOV      A,R7                    ; résultat = résultat * 2
          ADD      A,R7
          MOV      R7,A
          MOV      A,R6
          ADDC     A,R6
          MOV      R6,A
          CALL     mulacc                  ; décale les deux prochains bits
          CALL     mulacc                  ; dont on veut extraire la racine carrée
          MOV      A,R7                    ; temp = (résultat * 2) + 1
          ADD      A,R7
          MOV      R4,A
          MOV      A,R6
          ADDC     A,R6
          MOV      R5,A
          MOV      A,R4
          ADD      A,#1
          XCH      A,R5
          ADDC     A,#0
          MOV      R4,A                    ; ici C = 0
; teste si R1:R2:R3 >= R4:R5 (partie haute >= temp)
          MOV      A,R1                    ; si msb non nul
          JNZ      squar1                  ; R1:R2:R3 > R4:R5
          MOV      A,R3
          SUBB     A,R5
          MOV      A,R2
          SUBB     A,R4
          JC       squar2                  ; R4:R5 > R1:R2:R3
; R1:R2:R3 >= R4:R5, calcule R1:R2:R3 = R1:R2:R3 - R4:R5
squar1:   MOV      A,R3                    ; partie haute = partie haute - temp
          SUBB     A,R5
          MOV      R3,A
          MOV      A,R2
          SUBB     A,R4
          MOV      R2,A
          MOV      A,R1
          SUBB     A,#0
          MOV      R1,A
          MOV      A,R7                    ; résultat = résultat + 1
          ADD      A,#1
          MOV      R7,A
          MOV      A,R6
          ADDC     A,#0
          MOV      R6,A
squar2:   DJNZ     R0,squar0
squar3:   RET
```

LPTDAC : CNA «AUDIO» POUR MICRO-ORDINATEUR

Puisque des convertisseurs analogiques-numériques arrivent à prendre place dans de simples capots de DB25, pourquoi ne pas songer à faire de même avec des convertisseurs numériques-analogiques ?
Branché sur le port parallèle d'un micro-ordinateur, notre petit montage ultra-simple se prêtera notamment fort bien à la lecture de fichiers «.WAV» ou à la restitution de sons digitalisés avec, par exemple, un ADC10 Pico Technology. Mais on pourrait tout aussi bien s'en servir pour synthétiser des formes d'ondes variées, moyennant un peu de programmation dans un langage suffisamment rapide.



Un port parallèle à 8 bits

Le port d'imprimante parallèle «Centronics» dont sont munis pratiquement tous les micro-ordinateurs (à commencer par les compatibles PC) est spécialement conçu pour transmettre des mots de huit bits d'un seul tenant.
Point ne sera donc besoin de s'embarrasser d'un système de communication en série comme lorsqu'il s'agit de faire entrer des octets par cette prise «à tout faire».
Même si le protocole Centronics prévoit tout un mécanisme de synchronisation par les lignes /STROBE, BUSY, et /ACK, il est généralement possible de transmettre des octets «en aveugle» mais bien plus rapidement, en écrivant tout simplement sur le port d'entrée-sortie correspondant.
Sur un compatible PC, l'adresse à utiliser sera à de rares exceptions près 378h (888 en décimal) pour LPT1: et 278h (632 en décimal) pour LPT2 : tandis que sur d'autres matériels l'examen de la documentation technique permettra souvent de déterminer cet indispensable paramètre.
La question peut donc être considérée comme réglée d'un point de vue logiciel, que l'on écrive soi-même un programme «sur mesures» ou que l'on fasse appel à un utilitaire existant.
Reste donc à extraire un signal analogique de la suite d'octets arrivant sur la prise Centronics.

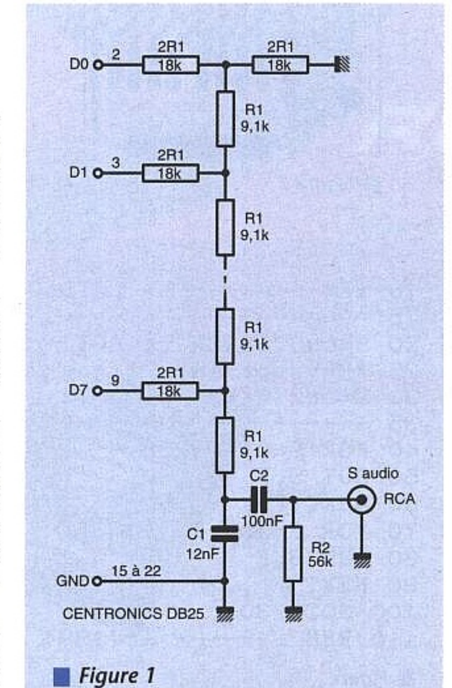


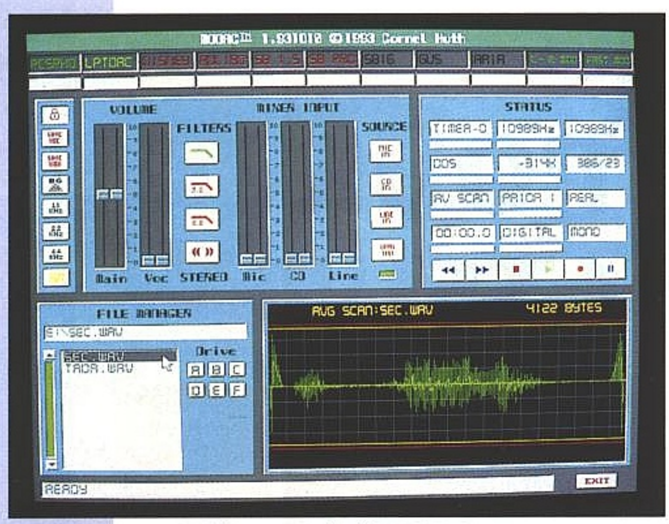
Figure 1

Un simple réseau «R-2R»

La partie essentielle du schéma de la **figure 1** est un réseau de résistances dit «R-2R», connu pour sa propriété de produire une tension proportionnelle au code binaire appliqué sur ses entrées.
Dans les convertisseurs numériques-analogiques de précision, les entrées du réseau R-2R sont toujours attaquées par des niveaux de tension parfaitement définis, les entrées binaires ac-

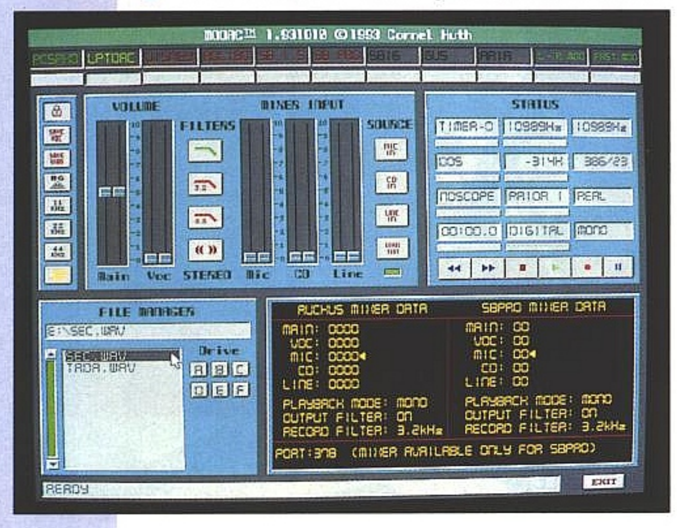


tionnant seulement des commutateurs. On obtient ainsi exactement 0 V en sortie pour 00h en entrée, et par exemple 5 V pour FFh, selon le gain de l'amplificateur qui suit presque toujours le réseau de résistances.
En ce qui nous concerne, s'agissant essentiellement d'applications audio, seule la forme de la composante alternative nous intéresse: la composante continue étant éliminée par le condensateur de liaison de 0,1 µF et l'amplitude pouvant toujours être corrigée par l'amplificateur de reproduction, nous pouvons fort bien nous permettre par exemple 1 V pour 00h et 2,5 V pour FFh.
Ces libertés prises avec les niveaux continus se traduisent par une forte simplification du schéma, puisque le réseau R-2R est tout simplement attaqué en direct par les huit lignes de données du port Centronics !
Un avantage supplémentaire de cette configuration est que le montage ne nécessite aucune alimentation autre que la tension présente sur les lignes de données portées au niveau haut.
Branché sur une entrée «ligne» d'amplificateur, ce montage délivrera un niveau comparable à celui d'une source audio courante, et pour peu que son impédance d'entrée soit de l'ordre de 47 kΩ ou davantage, la linéarité de la conversion pourra être considérée comme suffisante pour du son échantillonné sur 8 bits.



■ *L'oscilloscope intégré à MODAC.*

■ *MODAC est offert en téléchargement sur notre serveur.*



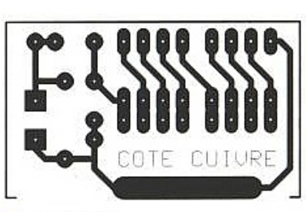
REALISATION PRATIQUE

Le petit circuit imprimé de la **figure 2** a été dessiné de façon à pouvoir s'introduire à frottement dur entre les deux rangées de contacts d'une fiche DB25 mâle à souder.
Les huit contacts de masse correspondant aux huit lignes de données (autrement dit les points 15 à 22 de la DB25) seront soudés sur la piste large longeant le bord de la carte, assurant à la fois la liaison électrique et la rigidité mécanique.
Huit résistances de 18 kΩ 1/4 W seront ensuite soudées d'un côté aux pastilles du circuit imprimé, et de l'autre aux lignes de données D0 à D7, autrement dit aux points 2 à 9 de la DB25.
Le câblage selon la **figure 3** des composants restants ne soulève aucune difficulté, dans la mesure du moins où leurs dimensions seront choisies suffisamment petites: il ne serait en effet d'aucune utilité d'employer des condensateurs 400 V, 63 V suffisant déjà amplement!
Les deux pastilles de sortie pourront être utilisées à la discrétion de chacun, le plus indiqué nous semblant être le raccordement direct d'un cordon blindé terminé par une fiche RCA mâle, ou par une fiche DIN selon l'équipement de l'amplificateur disponible.

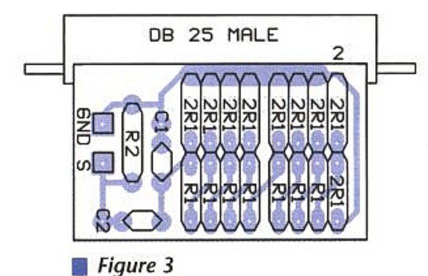
Mise en œuvre

Rendons à César ce qui est à César : l'appellation «LPTDAC» de ce petit montage nous a été inspirée par nos essais d'un «shareware» américain (MODAC) déniché parmi les 600 méga-octets d'un CD-ROM (DPTool Club si nos souvenirs sont bons).
Même dans sa version limitée (celle que nous offrons en téléchargement sous le nom de MODAC.EXE), ce logiciel est capable de lire les fichiers sonores «.WAV» soit sur le haut-parleur du PC avec naturellement une qualité très limitée, soit sur un «LPTDAC» branché sur LPT1 : (h378).
L'excellente qualité ainsi disponible pourra être mise à profit pour écouter soit des fichiers «.WAV» de provenances diverses (les CD-ROM de shareware en regorgent), soit des sons digitalisés avec un ADC10 PICO TECHNOLOGY et nos logiciels ADCSON.PAS et ROMTOWAV.BAS (voir ERP N°561).
Malgré des possibilités évidemment bien moindres, cette approche constitue une alternative particulièrement économique à l'utilisation de cartes «son» genre SOUNDBLASTER ou similaires sans prétendre aux mêmes performances.
Mais là ne s'arrêtent naturellement pas les possibilités de ce montage: le très simple programme de démonstration LPTDAC.BAS listé à la **figure 4** montre le principe de la génération logicielle de formes d'onde a priori quelconques, dans les limites de fréquence autorisées par l'ordinateur et le langage de programmation employé.
En Turbo-Pascal, C, ou même assembleur, on pourrait espérer produire des signaux de formes variées à des fréquences pouvant atteindre plusieurs kilohertz. A vous de jouer !

Patrick GUEULLE



■ *Figure 2*



■ *Figure 3*

```
10 REM ---------- LPTDAC.BAS ----------------------
15 ----------------------------------------------------
20 S=&H378:REM si LPT1:
25 REM supprimer ligne 20 ou 30 selon port utilisé
30 S=&H278:REM si LPT2:
35 ----------------------------------------------------
40 FOR F=0 TO 255
50 OUT S,F
60 NEXT F
70 FOR F=254 TO 1 STEP -1
80 OUT S,F
90 NEXT F
100 GOTO 30
110 REM ------- (c)1994 Patrick GUEULLE ----------
```

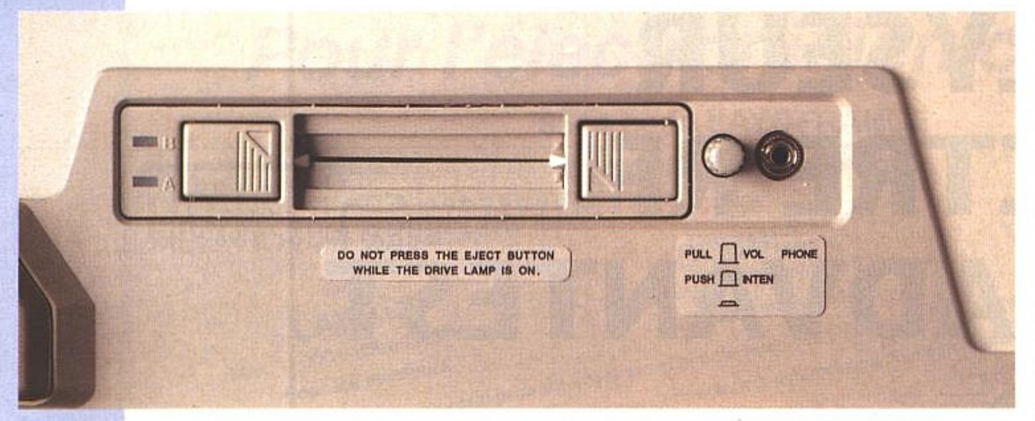
■ *Figure*

L'ANALYSEUR DE SPECTRE RF U4941, ADVANTEST

Advantest est un fabricant japonais renommé, spécialisé depuis sa création dans l'analyse spectrale, tant en BF avec une offre très large d'analyseurs FFT, qu'en HF avec une offre encore plus riche d'analyseurs de réseaux, d'analyseurs vectoriels, d'analyseurs de spectre RF, hyper et optiques, et de générateurs synthétisés. La distribution des produits Advantest en Europe est désormais (depuis 93) assurée par Rohde et Schwarz, leader incontesté dans la métrologie haute fréquence. L'offre conjointe des deux sociétés est une des plus complètes dans le domaine et l'U4941, analyseur 2,2 GHz innovant, en constitue l'entrée de gamme.

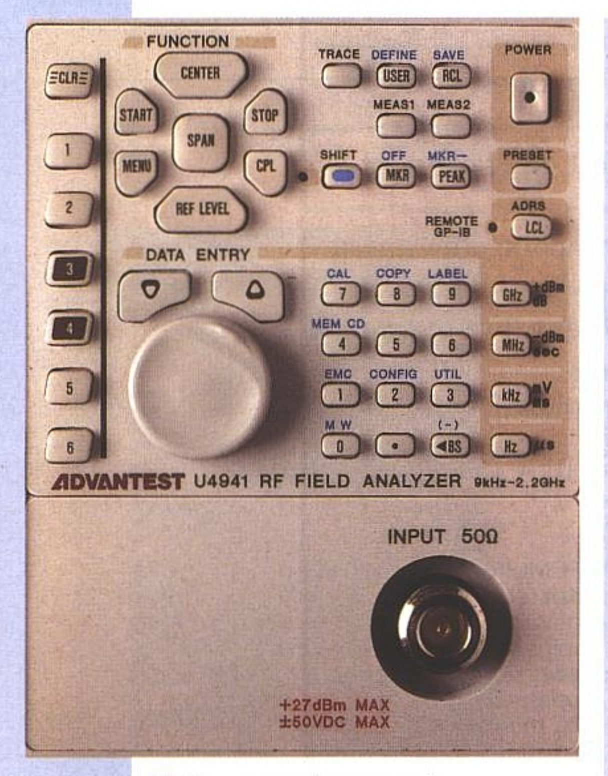
L'encombrement de plus en plus important du spectre hertzien associé à l'émergence de nouveaux procédés de modulation et de nouvelles exigences sur les niveaux de rayonnement émis et admis par les ensembles électroniques - compatibilité électromagnétique - font de l'analyseur de spectre RF un matériel qui deviendra de plus en plus commun tant dans les phases de développement et test d'un produit, qu'en contrôle et maintenance sur le terrain d'appareils, de réseaux, voire enfin pour le calibrage et l'alignement s'agissant de radiocommunications ou de réception satellitaire.
Un appareil d'usage polyvalent impose le respect d'un grand nombre de critères d'un cahier des charges exhaustif que seuls des fabricants très expérimentés dans le domaine de l'analyse spectrale peuvent et savent satisfaire. C'est aussi bien le cas du japonais Advantest que du grand spécialiste européen Rohde et Schwarz qui assure avec la distribution, la maintenance et le support technique des produits Advantest sur le sol français.
L'U4941 couvre une bande supérieure à 2 GHz, celle où il y a le plus «d'activités», ne pèse que 6,5 kg ce qui en fait l'appareil le plus léger dans sa catégorie, dispose d'un écran LCD couleur TFT 6 pouces inclinable pour un excellent confort de lecture et un rerayonnement minimum. En outre, il peut s'alimenter aussi bien directement en continu - 10 à 16 V que par des blocs amovibles de conversion secteur 110 V et 220 V, ou de batteries, emboitables sur la face arrière.
La sauvegarde et la recopie de fichiers spectres et configurations peut s'effectuer sur une ou deux cartes PCMCIA.2 au format DOS de 64 à 256 Koctets, ce qui permet de répondre plus facilement à la diversité des besoins qu'une grande mémoire de données sauvegardées interne. Par ailleurs cela permet de travailler aussi sur un PC muni du lecteur ad-hoc.
En standard l'U4941 dispose d'interfaces GPIB (IEEE 488) et RS232C, d'une entrée de référence 10 MHz, d'une sortie vidéo composite 1 Vpp/ 75 Ω NTSC ou PAL sur BNC, d'entrées et TTL de commande de balayage. Un préamplificateur commutable en tête permet d'accroître la dynamique de mesure qui s'étend dès lors de - 132 dBm à + 20 dBm dans les conditions les plus appropriées au plan bruit (RBW = 1 kHz, VBW = 10 Hz).
La dynamique d'affichage de 100 dB est la meilleure du marché dans cette gamme. Comme on le constate, ces





Un des accès cartes PCMCIA.2. Il y a un lecteur devant et un derrière, sur le dessus.

caractéristiques générales confèrent à l'appareil l'universalité d'emploi que nous évoquions au début pour ce domaine fréquentiel.
La plupart des mesures ou contrôles courants s'effectuent très simplement par des touches à accès direct, l'entrée dans les menus n'étant nécessaire que pour des particularités – il y en a beaucoup, certes, mais l'U4941 y répond. Certaines mesures ou procédures «standards» sont «préprogrammées». On y accède grâce aux touches MEAS 1 et 2 et shift + EMC.
Il s'agit des mesures normalisées : distorsion d'intermodulation du 3e ordre, taux de modulation AM, taux d'occupation spectrale (OBW : Occupied Bandwidth), puissance résiduelle du canal adjacent, et mesure CEM normalisée selon les spécifications du CISPR en mode détection quasi-peak.
Sinon il est possible d'entrer ses propres configurations de mesures, et les menus sont entièrement redéfinissables (fait unique sur ce genre d'appareil). L'U4941 dispose par ailleurs d'un auto set-up accessible via la touche preset à tout moment, et l'utilisateur peut définir ses propres fonctions via l'entrée dans un menu par l'appui en séquence des touches Shift + User define.
Parmi les autres très nombreuses possibilités de l'appareil, mentionnons la totale redéfinition des couleurs, par fonctionnalités affichées, et cela par dosage du pourcentage R, V, B (!). Les mesures en relatif, avec offset sur le niveau de référence et la fréquence, le travail complet avec les marqueurs, la possibilité de créer une fenêtre de travail à n'importe quel endroit de l'excursion totale en fréquence, un peu à l'instar de la double base temps d'un oscilloscope, sont des atouts de travail indéniables. On peut aussi affecter des labels via le pavé alphanumérique aux courbes à sauvegarder, travailler en mode go/no-go, gabarit, recopier les écrans via imprimante vidéo, par RS 232, ou par l'interface GPIB (mode accédé avec l'adresse via les touches LCL et shift + LCL).
Possibilité intéressante en développement ou en contrôle et test EMC, l'utilisateur peut entrer des tables de corrections (amplitude-fréquence) : de filtres, d'amplis, de coupleurs ou d'antennes connectés entre, ou directement sur, l'analyseur et l'ensemble à tester.
L'entrée des paramètres sur une fonction choisie : SPAN ou dispersion de fréquence, fréquences de départ et d'arrivée (Start, Stop), fréquence centrale, niveau de référence, etc. peut se réaliser de trois façons différentes : via le pavé alphanumérique, via le curseur, ou via les touches incrémentation-décrémentation situées au-dessus de ce dernier. C'est très simple et pratique. De même les unités ou changements d'unités (calcul automatique) sont sélectionnés via les touches à double fonction situées en bas et à droite du panneau de commande.
Une touche à double fonction est activée dans sa deuxième fonction après appui sur la touche «shift» avec l'allumage d'une LED dans cette dernière



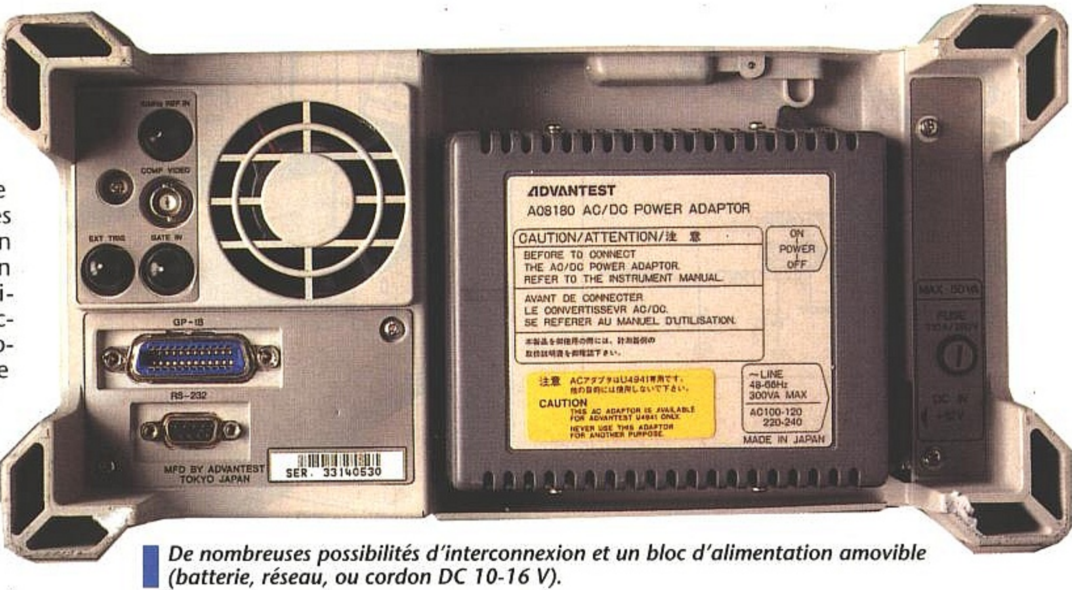
Un panneau de commandes ergonomique bien réparti par zones fonctionnelles. L'entrée des paramètres peut s'effectuer via curseur, touches ↓, ↑ ou clavier alphanumérique (à droite).

CARACTÉRISTIQUES DE BASE RÉSUMÉES

Fréquence	
Gamme :	9 kHz à 2,2 GHz
Précision sur la fréquence affichée : (start, stop, fréquence centrale, marqueur)	± (précision de la dispersion + 0,15 RBW + 50 kHz)
Dispersion de fréquence :	de 50 kHz à 2,4 GHz, zéro span (dispersion nulle) précision ≤ ± 5%
Précision et stabilité de la référence :	± 1.10^{-5} (entre 0 et 50°C), ± 2 10^{-6}/an
Dérive :	≤ 10 kHz après un temps de chauffe de 30 minutes
Bruit de phase :	≤ -100 dBc à 20 kHz de la porteuse
Bande passante de résolution :	1 kHz à 3 MHz en séquence 1-3 précision ≤ 20% jusqu'à 1 MHz
Bande passante vidéo :	de 10 Hz à 1 MHz
Niveau	
Gamme :	+ 20 dBm jusqu'au plancher de bruit - 132 dBm
Niveau max d'entrée	
préampli off :	+ 27 dBm (atténuateur ≥ 10 dB) ± 25 V_{DC}
préampli on :	+ 13 dBm, ± 25 V_{DC}
Gamme d'affichage log :	100 dB, 10 x 10 div (pas de 10, 5, 2, 1 dB/div)
linéaire :	10% du niveau de référence/div.
quasi crête log :	40 dB (5 dB/div)
Niveau de référence log :	- 69 dBm à + 40 dBm (pas de 0,1 dB)
linéaire :	72,7 µV à 22,3 V
préampli on :	- 89 dBm à + 10 dBm (pas de 0,1 dB)
Atténuateur d'entrée :	de 0 à 50 dB par pas de 10 dB
Balayage :	50 ms à 1000 s et balayage «manuel» avec une précision ≤ ± 5%
Déclenchement :	continu, monocoup, vidéo, ext, TV
Démodulation :	AM et FM avec contrôle de volume audio pour HP interne et jack casque externe.



position. Enfin, si la fonction sélectionnée amène des choix d'utilisation dans un menu, ce dernier est affiché à droite de l'écran et les touches de menu situées en regard de l'écran permettent de valider les choix ; la fonction sélectionnée apparaît alors dans une couleur différente. Si plusieurs niveaux de menu sont possibles, on accède aux autres niveaux par «next», autrement on peut sortir des menus à tout instant et inhiber l'affichage de la fenêtre de contrôle des menus. La touche CPL permet d'opérer en couplage automatique ou non des commandes interdépendantes telles que vitesse de balayage, bande passante de résolution et bande passante vidéo. En désaccouplant l'automatisme qui veille à garder la bonne corrélation pour une mesure valide, on s'expose bien entendu à des possibilités d'erreurs mais l'appareil le rappelle par l'affichage du symbole «UNCAL» à l'écran. Enfin tous les paramètres importants de travail sont affichés en clair en permanence à l'écran de même que les modes spéciaux. Au total de nombreuses fonctionnalités et possibilités que nous n'avons fait qu'effleurer mais qui, une fois l'appareil pris en main avec sa notice très complète, seront vite explorés.



De nombreuses possibilités d'interconnexion et un bloc d'alimentation amovible (batterie, réseau, ou cordon DC 10-16 V).

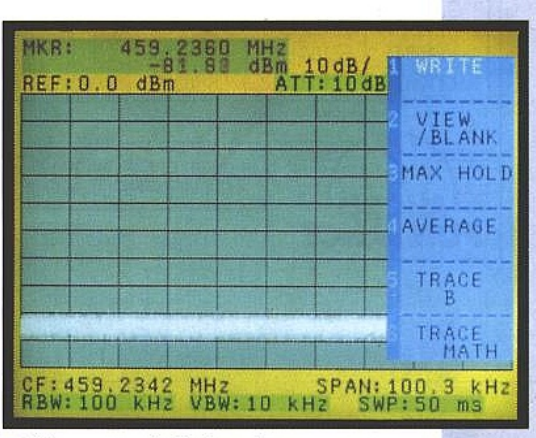
Au plan des précautions d'utilisation, on veillera à éviter de coupler des niveaux supérieurs à 25 dBm (préampli off) à l'entrée ou du continu d'une tension supérieure à ± 25 V. Plus trivial encore la fiche d'entrée est du type N, et certaines PL à l'âme décolletée entrent fort bien, mais à la déconnexion, la fiche embase femelle est passée de vie à trépas.

C'est une mésaventure, qui, par étourderie, nous est arrivée. Si en l'occurrence cela a mis en relief une bêtise dont nous étions fort marris, cela a aussi permis de mettre en évidence la compétence, la disponibilité et la célérité des services Rohde et Schwarz, car l'appareil n'a été immobilisé qu'une demi-journée, intervention et recalibration comprises. Rappelons que Rohde et Schwarz fabrique et distribue atténuateurs, adaptateurs, coupleurs, antennes de métrologie (notamment pour les mesures EMC)... appropriés pour répondre à tous les cas d'utilisation. Le bon outil pour la bonne mesure, en toute sécurité. Les niveaux excessifs dans certains environnements peuvent être vite dépassés... et les dispositifs de commutations ainsi que le mélangeur d'entrée n'apprécient pas qu'on joue trop avec leurs nerfs !

Hormis ces quelques rappels qui concernent n'importe quel analyseur de spectre RF, disons tout net que l'U4941 est agréable à l'exploitation et sans complications, la plupart des mesures courantes ne faisant appel qu'à des choix rapidement effectués.

CONCLUSION

Avec l'U4941, Advantest propose un matériel très polyvalent, d'excellentes caractéristiques et doté de nombreuses fonctionnalités, dont certaines inédites dans sa catégorie. Son faible poids, les différentes possibilités d'alimentation et l'interactivité totale avec l'environnement externe (RS 232, GPIB, mémoires, sortie vidéo, commandes de balayage) le rendent particulièrement attractif pour un prix de 85000 F HT. Deux versions encore plus évoluées existent : une avec générateur de poursuite et une avec carte vidéo pour visualiser l'image TV en mode zéro span (RBW ≥ 3 MHz). Rappelons que l'appareil est aussi disponible en version N : 75 Ω avec niveaux en dBµV.



L'écran avec la fenêtre de menu et l'affichage des principaux paramètres de commande avec leur valeur.

Enfin l'U4941 agrémente la gamme métrologique très diversifiée en HF, SHF et hyperfréquences, proposée par le leader européen Rohde et Schwarz avec tout le soutien logistique que cela suppose.

C. DUCROS

DISPAC : DISPATCHING AUDIO

La réalisation que nous vous proposons ici a été entreprise à l'origine pour effectuer des tests de machines diverses «en aveugle», tels qu'amplis sur une même enceinte, enceintes sur un même ampli, sources sur une chaîne de référence, etc. Son élaboration et sa construction font appel à quelques astuces applicables à de nombreux projets, et son aspect didactique est loin d'être sans intérêt. Deux versions seront proposées : la première pour des comparaisons locales ou domestiques , la seconde - plus ambitieuse - permettant de reporter les commandes et l'affichage jusqu'à 3 km au moyen d'une simple paire.

Nous nous sommes limités à 5 machines à tester au maximum et ce sur 1 à 4 cycles pseudo-aléatoires, ce qui conduit déjà à ce stade à 20 rapports d'écoutes.

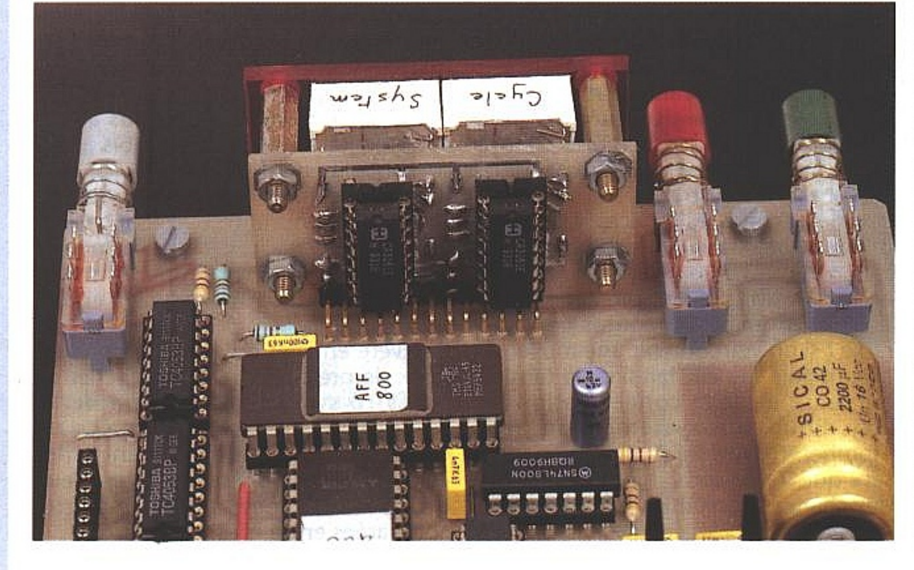
Principes adoptés

Comparer ne serait-ce que deux systèmes audio pose de nombreux problèmes, parmi lesquels on peut isoler rapidement les différences de rendement et de qualité, sans oublier les conditions relatives à l'objectivité du jury et à son confort.
Le simple fait d'envisager un modeste mécanisme permettant d'effectuer des comparaisons, impose de tenir compte de tous ces paramètres et conduit - comme nous allons le voir - à une étude plus complexe que de seules commutations.
Notre étude se limite aujourd'hui essentiellement à l'aspect humain des tests, soit : comment commander un système de commutations et faire en sorte également de favoriser aux acteurs de l'expérience, l'objectivité et la liberté d'esprit indispensables, gages de rapports sérieux et honnêtes ?
Plusieurs solutions sont envisageables:
1 - on fait appel à un «candide» ayant pour tâche de commander les commutations à son gré ; et de noter soigneusement ses sélections pour qu'on puisse s'y retrouver au moment du bilan. Mais un vrai candide n'existe pas dans ce genre de situation ou alors c'est un copain investi d'une charge l'excluant totalement de l'expérience ce qui est fort frustrant.
2 - on s'accorde les services d'un automatisme générateur de combinaisons aléatoires. C'est à notre avis la méthode de la plus ridicule qui soit, car elle impose un nombre d'écoutes considérable (si on veut obtenir une moyenne raisonnable) et elle fait fi de la tension nerveuse et de la concentration du jury. Pour trois systèmes, on peut «tomber» 10 fois sur A ou B et ne «passer» que 2 fois sur C ! Si pour donner des chances équitables à 5 systèmes il faut envisager 150 écoutes, ce sont les membres du jury qui cette fois seront difficiles à sélectionner.
3 - on opte pour un automatisme pseudo-aléatoire élaboré de telle sorte qu'il équilibre les chances de tous les matériels en test sans pour autant accabler le jury.
C'est cette formule que nous avons adoptée ici, en veillant toutefois à laisser toute liberté de création.
Restait à définir le nombre de systèmes en test et le nombre de passages sur chacun (cycles). Par expérience, 5 systèmes nous ont semblé un maximum raisonnable et 4 cycles également.
Il s'avère en effet qu'il est bien prétentieux de prétendre comparer sérieusement 10 systèmes par exemple. Si c'était le cas, une première écoute conduirait immanquablement à des «éliminatoires» divisant vite en deux groupes les pièces méritant d'être comparées entre elles.



■ *Figure 1 : synoptique de la version domestique.*

Voici donc le cahier des charges exact, présenté par le biais des commandes mises à la disposition de l'utilisateur:
1 - un choix par sélecteur entre 2 et 5 systèmes à comparer.
2 - une commutation de cycles, sélectionnant de 1 à 4 passages pour tous les systèmes sélectionnés.
3 - une clé de reset remettant la séquence à zéro et commandant également un mute de toutes les sorties.
4 - un poussoir d'incrément faisant avancer - après chaque appui - les pas programmés.
5 - une clé de mode, à trois positions:
a - CALibration: ce choix est destiné aux réglages des machines avant de commencer la séance proprement dite, mais peut servir également à faire des écoutes sélectives en fin de cession. On incrémentera en quasi boucle (nous expliquerons le «quasi» plus loin), en fonction du nombre de systèmes sélectionnés. Par exemple pour trois on tournera ainsi 1,2,3,1,2 etc.
b - REAL: cette position va décoder en clair les données pseudo-aléatoires et afficher par exemple 34 pour indiquer qu'on est au troisième passage (cycle) et qu'on écoute le quatrième système.
c - RANDOM: c'est dans cette position que l'on fera l'écoute en aveugle, car l'affichage ne sera plus en relation avec la situation réelle.
I se contentera de compter de 1 à cycle x system, soit de 1 à 20 pour 4 cycles et 5 systèmes. Cette formule est très intéressante car elle permet de ne tenir en stock qu'une seule fiche de rapport à distribuer au jury, quelle que soit la



séance. Pour quatre cycles trois systèmes on s'arrêtera à 12, un point c'est tout. De plus elle offre même à celui qui a câblé et réglé les machines, de faire partie du jury en toute intégrité. Pour avoir servi de candide une fois (choix du câblage), votre serviteur peut assurer que c'est une situation fort exaspérante car on perd vite son objectivité, même en faisant de gros efforts!

A noter également qu'à chaque instant on pourra prouver dans quel cycle et quel système on se trouve, simplement en basculant entre REAL et RANDOM.

7- l'affichage en CAL sera précisé par une écriture du type 3 -, le premier chiffre indiquant le système que l'on règle, le - que l'on est en CAL. Dans tous les cas un affichage - - signifiera la fin d'une séquence et conduira au mute des sorties (idem en reset).

8- le mute manuel sera quant à lui signalé par l'allumage des deux points décimaux des afficheurs, en ajout à la sélection en cours (sans la dé-programmer).

9- une télécommande est prévue pour la version la plus élaborée, ainsi qu'une transmission par une paire des commandes de sorties, de l'affichage (mute compris) et d'une information indiquant que l'opérateur est en train d'incrémenter.

10- nous verrons enfin qu'il sera possible (même après tous les réglages fait en CAL) de procéder à un tirage au sort de l'EPROM contenant les séquences pseudo-aléatoires, mettant chacun alors dans la situation de totale innocence et garantissant aussi l'im-

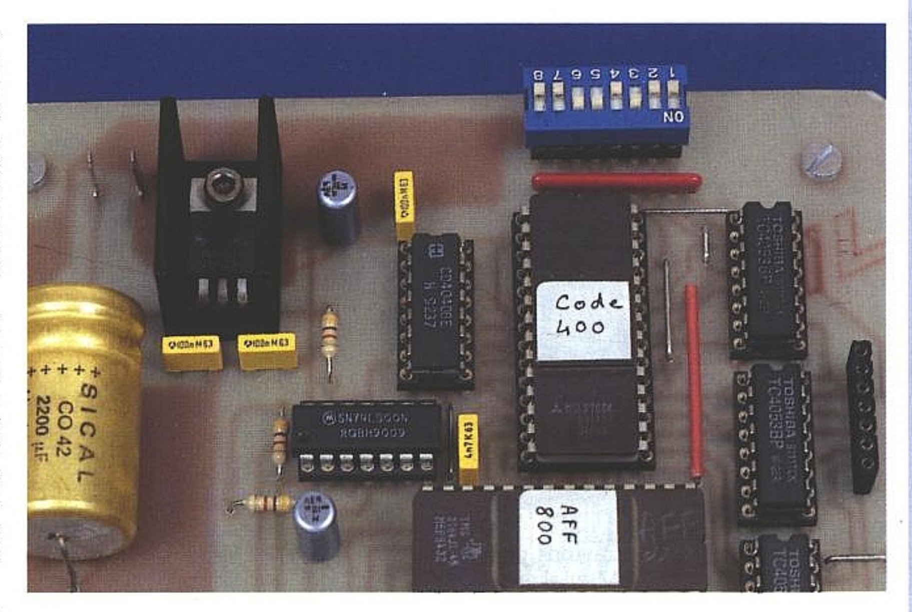
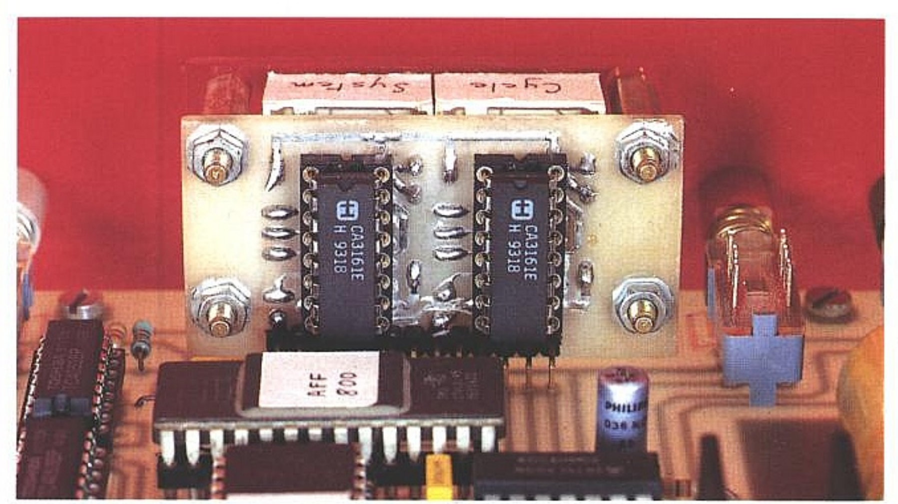


Figure 2 : schéma de la version complète.



partialité des tests. Nous avions pensé à utiliser la même EPROM et à exploiter les adresses libres pour proposer ce choix, mais il s'avère plus «transparent» de faire tirer au sort une EPROM sans signe distinctif. Le système permet cette solution, car il est conçu de telle sorte qu'il n'est pas nécessaire de connaître le contenu de l'EPROM pour l'utiliser.

Synoptique et schéma

Le synoptique de la version domestique est présenté **figure 1**. Le secret de cette réalisation fait appel à deux EPROM : la première , appelée code, reçoit pour commandes d'adresses les données d'un compteur 5 bits (A0 à A4), l'état de la commutation system (A5/A6), celui de cycle (A7/A8) et celui de mode (A9).

L'octet de données se décompose ainsi : D0 = reset du compteur (fugitif), D1/D2 = état cycle/real, D3 à D5 = commandes des relais system.

L'astuce consiste à reprendre D1 et D2 pour adresser A0 et A1 de l'EPROM décodage affichage, A2 indiquant cal/real, A3 à A7 analysant les données EXACTES D3 à D5, A8 faisant la différence entre cal-real et random, A9 et A10 identifiant enfin le choix system. Cette solution qui peut sembler complexe au premier abord, présente l'avantage de permettre de ne changer que l'EPROM code et de ne pas toucher à celle décode - affichage, laquelle restera toujours conforme. En effet, cette dernière recevant toutes les conditions de choix utilisateur, n'a plus qu'à décoder les trois modes et les états de sorties des commandes systèmes. Ainsi, si on modifie l'EPROM code pour sélectionner 1.3.2 en 2.1.3, le décodage s'effectuera correctement sans autre forme de procès.

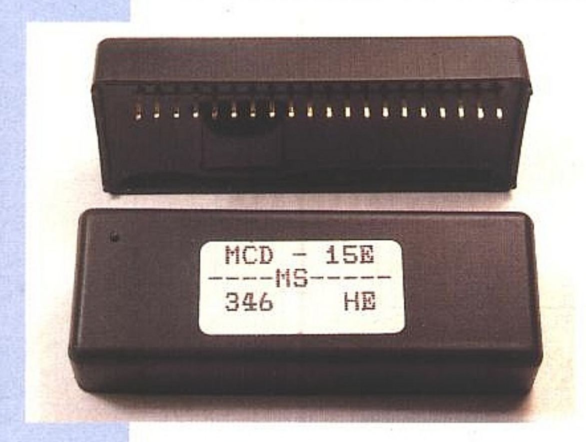
Les données de cette seconde EPROM commandent deux décodeurs BCD 7 segments de type CA3161 pilotant deux afficheurs de 20 mm. Pour les points décimaux indiquant un mute manuel, deux résistances suffisent.

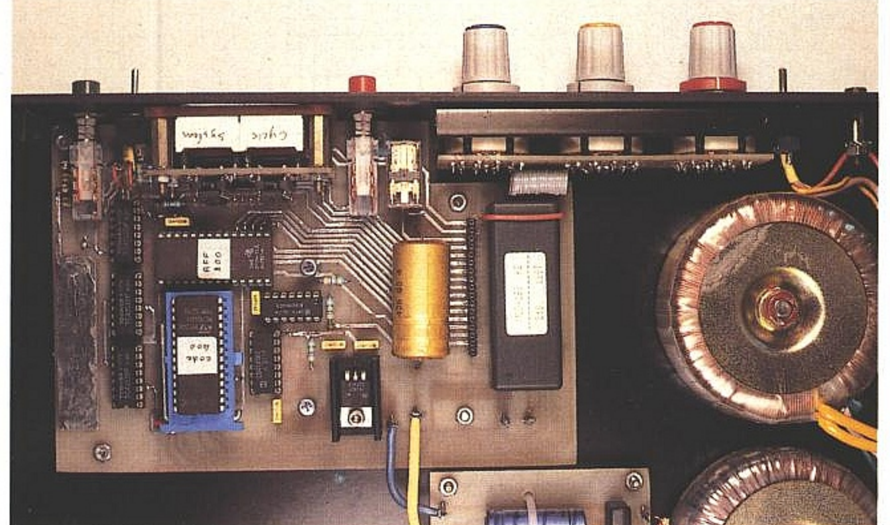
Le reset du compteur est assez amusant: à l'allumage, un petit condensateur polarisé force la RAZ. Un poussoir en parallèle sur ce dernier permet une

		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F	
CAL	00	01	81	41	81	41	81	41	81	41	81	41	81	41	81	41	81	15 fois 2
CAL	10	41	81	41	81	41	81	41	81	41	81	41	81	41	81	41	00	15 fois 2
CAL	20	01	81	41	21	81	41	21	81	41	21	81	41	21	81	41	21	10 fois 3
CAL	30	81	41	21	81	41	21	81	41	21	81	41	21	81	41	21	00	10 fois 3
CAL	40	01	81	41	21	11	81	41	21	11	81	41	21	11	81	41	21	7 fois 4
CAL	50	11	81	41	21	11	81	41	21	11	81	41	21	11	00	00	00	7 fois 4
CAL	60	01	81	41	21	11	09	81	41	21	11	09	81	41	21	11	09	6 fois 5
CAL	70	81	41	21	11	09	81	41	21	11	09	81	41	21	11	09	00	6 fois 5
		de 80 a 1FF : 00																
	200	01	41	81	de 203 a 20F : 00													
	210	01	41	21	81	de 214 a 23F : 00												
	240	01	21	11	41	81	de 245 a 25F : 00											
	260	01	41	09	11	81	21	de 266 a 27F : 00										
	280	01	41	81	43	83	de 285 a 29F : 00											
	2A0	01	41	21	81	23	43	83	de 2A7 a 28F : 00									
	2C0	01	21	11	41	81	13	83	23	43	de 2C9 a 2DF : 00							
	2E0	01	41	09	11	81	21	0B	23	43	13	83	de 2EB a 2FF : 00					
	300	01	41	81	43	83	45	85	de 307 a 31F : 00									
	320	01	41	21	81	23	43	83	25	85	45	de 32A a 33F : 00						
	340	01	21	11	41	81	13	83	23	43	25	85	15	45	34D a 35F:00			
	360	01	41	09	11	81	21	08	23	43	13	83	45	25	15	0D	85	
		de 370 a 37F : 00																
	380	01	41	81	43	83	45	85	47	87	de 389 a 39F : 00							
	3A0	01	41	21	81	23	43	83	25	85	45	87	27	47	3AC a 3BF:00			
	3C0	01	21	11	41	81	13	83	23	43	25	85	15	45	87	47	17	
	3D0	43	de 3D1 a 3DF : 00															
	3E0	01	41	09	11	81	21	0B	23	43	13	83	45	25	15	0D	85	
	3F0	27	87	0F	17	47	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	00	

DUMP CODE

Figure 3







00 = AA	100 = AA	200 = AA	300 = AA	400 = AA	500 = AA	540 = 44	600 = AA	700 = AA	740 = 44
08 = A4	104 = AA	208 = A4	304 = AA	408 = A4	504 = AA	541 = 42	608 = A4	704 = AA	741 = 42
10 = A2	108 = 14	210 = A2	308 = 14	410 = A2	508 = 14	542 = 46	610 = A2	708 = 14	742 = 46
↓	109 = 12	220 = A6	309 = 12	420 = A6	509 = 12	543 = 41	620 = A6	709 = 12	743 = 41
	10A = 16	↓	30A = 16	440 = A1	50A = 16	544 = 2F	640 = A1	70A = 16	744 = 3F
--	10B = 11		30B = 11	↓	50B = 11	545 = 5F	680 = A5	70B = 11	745 = 9F
1-	10C = 2F	--	30C = 3F		50C = 4F	546 = 14	↓	70C = 4F	746 = 34
2-	10D = 4F	1-	30D = 6F	--	50D = 6F	547 = 54		70D = 04	747 = 94
	10E = 6F	2-	30E = 8F	1-	50E = 04		--	70E = 54	780 = 54
CAL	10F = 8F	3-	30F = 04	2-	50F = 34		1-	70F = 74	781 = 52
2 sys	110 = 24	CAL	310 = 24	3-	510 = 24		2-	710 = 24	782 = 56
	111 = 22	3 sys	311 = 22	4-	511 = 22		3-	711 = 22	783 = 51
	112 = 26		312 = 26	5-	512 = 26		4-	712 = 26	784 = 2F
	113 = 21		313 = 21	CAL	513 = 21		5-	713 = 21	785 = 6F
	114 = 1F		314 = 1F	4 sys	514 = 3F		CAL	714 = 1F	786 = 44
	115 = 3F		315 = 5F		515 = 8F		5 sys	715 = 8F	787 = 84
	116 = 5F		316 = 9F		516 = 24			716 = 14	
	117 = 7F		317 = 24		517 = 44			717 = 02	
			320 = 34		520 = 34			720 = 34	
			321 = 32		521 = 32			721 = 32	
			322 = 36		522 = 36			722 = 36	
			323 = 31		523 = 31			723 = 31	
			324 = 2F		524 = 1F			724 = 5F	
			325 = 4F		525 = 7F			725 = 7F	
			326 = 7F		526 = 9F			726 = 24	
			327 = 14		527 = 64			727 = 64	

DUMP AFF

Figure 4

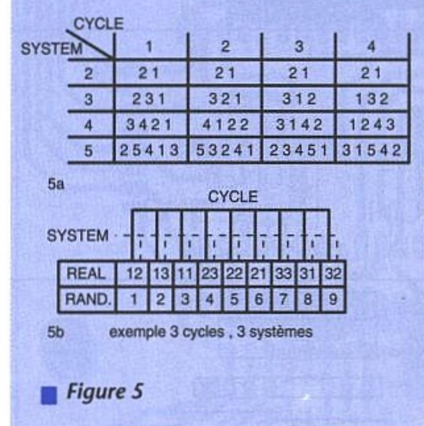
action manuelle. Jusqu'ici rien d'extraordinaire, mais pour le reset du compteur en mode fonctionnement, c'est D0 et un petit condensateur de 4,7 nF qui s'occupent de terminer les boucles, quand on le désire. C'est simple et très souple comme nous pourrons le constater.

Le schéma de la version complète est visible **figure 2**. Il comporte, outre ce qui a été vu sur le synoptique et qui est facilement identifiable, un autre point commun à la version domestique: Il s'agit de IC5 chargé , par un bit de CM2, de commuter soit en position cal et donc de bloquer A7 et A8 de IC6 à zéro (comme pour cycle = 1), soit de laisser A7 et A8 aux données de CM3.

Par ailleurs, la commande mute manuelle - représentée figure 1 par un quintuple inverseur - est en réalité confiée à deux 4053 (IC8 et 9).

Les différences entre les deux versions sont de deux ordres:

1- RL1 remplace un simple poussoir inverseur pour l'incrément. Ainsi, on peut constater que l'implantation d'une télécommande est d'une simplicité exemplaire : une masse commune et trois poussoirs peuvent reporter le reset, l'incrément et le mute (4 fils).



SYSTEM \ CYCLE	1	2	3	4
2	21	21	21	21
3	231	321	312	132
4	3421	4122	3142	1243
5	25413	53241	23451	31542

5a

CYCLE

SYSTEM

REAL	12	13	11	23	22	21	33	31	32
RAND.	1	2	3	4	5	6	7	8	9

5b exemple 3 cycles , 3 systèmes

Figure 5

2- un module Heiland MCD 15S (émetteur) - bien connu des lecteurs et importé par Sélectronic - offre de faire transiter sur deux fils (maxi 3 km), 15 bits de données avec un rafraîchissement 50 fois par seconde. Il s'occupe de toute la gestion du protocole de transmission et l'utilisateur - sans composant externe - n'a qu'à lui confier 15 données TTL, alimenter en +12V et + 5V, pour disposer d'un bus série bifilaire, prêt à se raccorder au module MCD 15E (récepteur). Ce dernier, à la mise en oeuvre aussi simple, restituera en parallèle les 15 états présents sur l'émetteur.

De ces petites merveilles il faudra user avec discernement, car le coût du couple avoisine 700 F. Ce prix est largement justifié au regard des performances, de la simplicité d'emploi et de la fiabilité ; mais encore faut-il avoir besoin d'un tel type de liaison et de telles distances ! Bien entendu, 3 km est un maximum que nous n'exploiterons pas, mais l'idée est de véhiculer par un simple multipaire de 3 paires les deux voies de modulation source en symé-

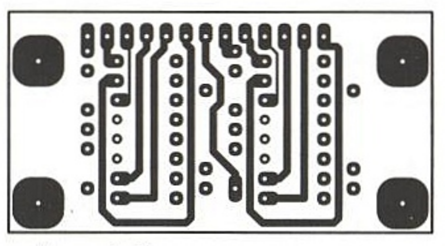
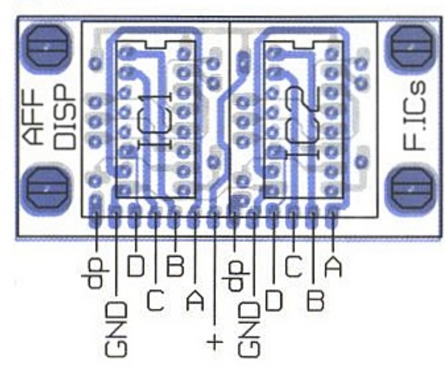


Figure 6 a1

Figure 6 a2



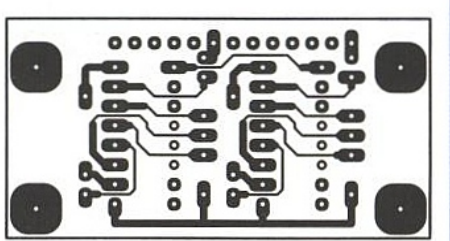
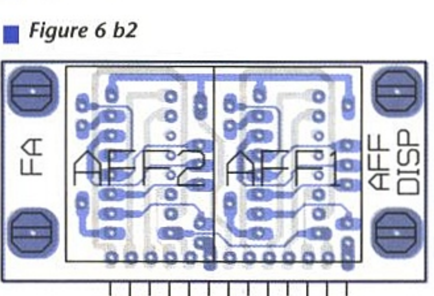


Figure 6 b1

Figure 6 b2



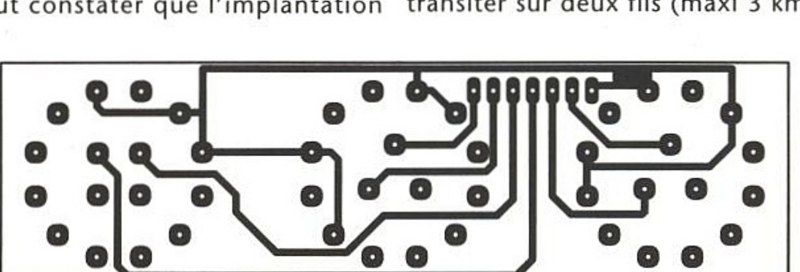
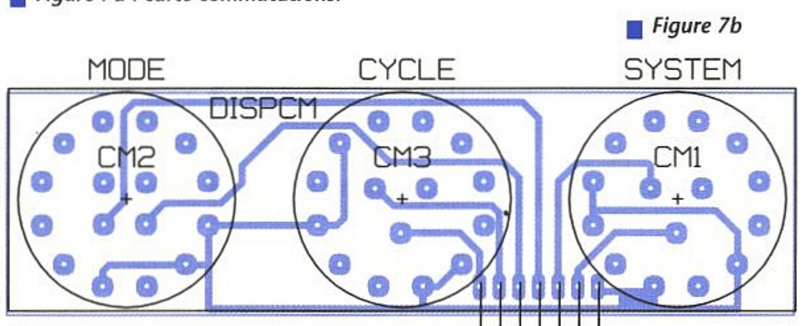


Figure 7a : carte commutations.

Figure 7b





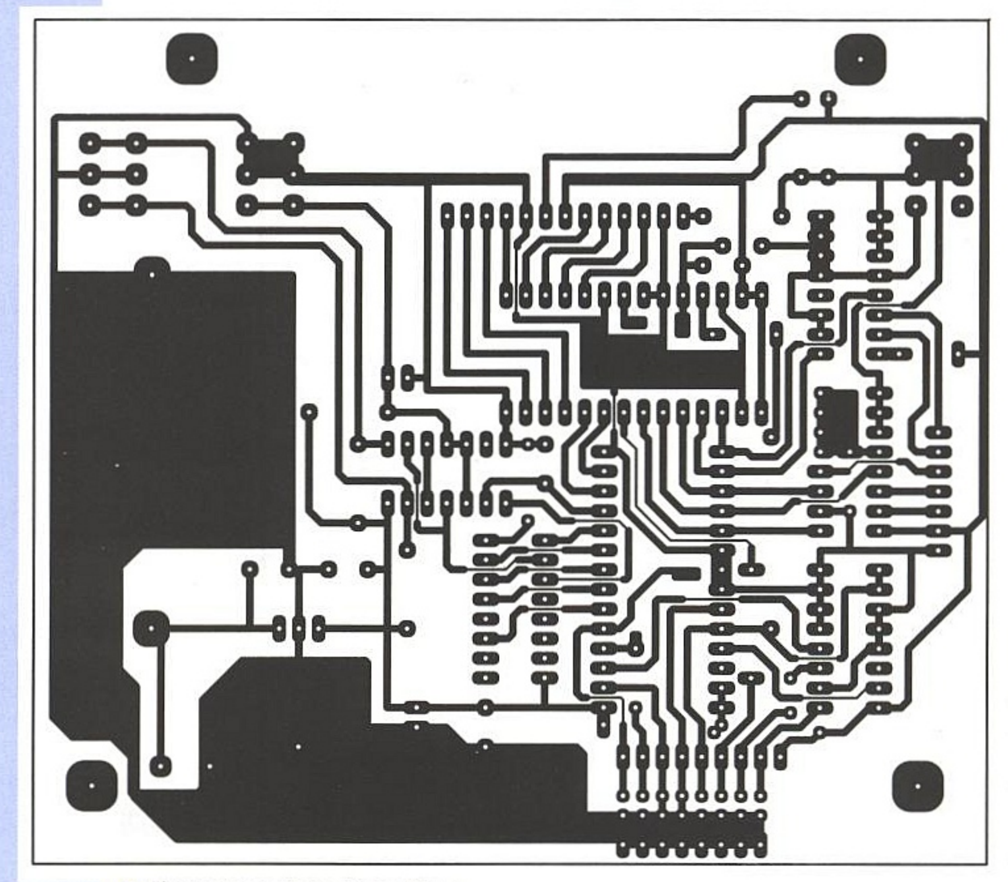


Figure 8a : version «domestique».

trique plus les commandes de sélection et de reports pour activer des afficheurs géants, le tout à une cinquantaine de mètres (condition moyenne de concert en salle comme en extérieur).

Un usage domestique (écoutes dans un salon, une discothèque) il n'est pas nécessaire de déporter l'affichage: les afficheurs de 20 mm qui ont été choisis pour le rack de commande peuvent aisément être lus par tous jusqu'à 5 mètres. Si le rack est à proximité du jury (l'animateur pouvant en faire partie), il ne restera à déporter que les commandes machines, soit 5 lignes relativement courtes.

Nous verrons au moment de la réalisation pratique que la formule la plus complète (ayant exigé un circuit imprimé en double face) offre une possibilité intermédiaire très intéressante tant par sa souplesse que par son aspect économique (exploitation maximale des modules Heiland).

La répartition des bits de IC10 est la suivante: 4 pour AFF1, 4 pour AFF2, 1 pour dp (mute), 5 pour les sorties et 1 appelé change, pouvant être utilisée afin de signaler au jury que l'animateur incrémente d'un pas. Ce dernier bit est prélevé sur SW1: le tirage à 1 par défaut étant assuré par la bobine du relais RL1.

EPROM's

Le dump de l'EPROM code (IC6) est donné **figure 3** et celui de IC7 (décode - affichage) **figure 4.** Pour cette dernière, il n'y a qu'à recopier simplement les quelques données aux adresses indiquées, et laisser vierges (FF) toutes les autres. Nous avons illustré les quatre colonnes relatives aux affichages CAL dans les 4 systèmes. Si on voulait -3 au lieu de 3- ou 3 tout court, c'est ici qu'il faudrait intervenir. Pour le reste, il n'y a pas à notre avis de raison de modifier quoi que ce soit. La traduction en clair cycle / system (real) et random (1,2,3 etc..) étant faite, il n'y a pas fondamentalement à la remettre en cause.

Pour code, il en est autrement : les sauts d'adresses DOIVENT être remplis de 00 pour éviter de commander plusieurs sorties en même temps quelles que soient les conditions (commutations de CM1 à CM3 en cours de fonctionnement par exemple). On concevrait mal en effet (et l'ampli encore moins) cinq enceintes reliées en parallèle, même pendant un temps très court !

Nous laisserons à chacun le soin d'analyser le contenu d'IC6 dans le détail, mais nous avons illustré les 8 premières lignes correspondant à CAL, car elles imposent un commentaire :

Notre compteur (IC4) disposant de 5 sorties est en mesure de compter 32 états en boucle, c'est à dire sans RAZ particulière.

Le zéro affecté au mute (RAZ active) est la donnée 01. Des 31 états restant, nous avons choisi d'exploiter tous les bits au maximum. Ainsi, pour 2 systèmes, l'incrément permettra de faire 15 fois le passage 1 vers 2, avant que le 32 ème état mette D0 à 0, imposant

Figure 8b

CF TEXTE
CM1
CM2
CM3
RG1
C7
IC3
IC4
IC5
IC6
IC7
IC8
IC9
FILS
DISPACB1
AFPDISP
SW1
SW2
SW3
INC
RST
MUTE

alors un reset de IC4, donc un saut d'adresse à 00 (donnée 01).
C'est en fait très simple: un incrément de fin de cycle va commander la RAZ de IC4, donc aussitôt un saut d'adresse puisque la donnée de IC4 est brièvement passée à 0. Comme l'EPROM comporte pour donnée 01 à cette adresse, le système est prêt à repartir ! Mais ce saut d'adresse impose une valeur «temps» pour découper les deux états RAZ puis saut à data 01, ce que C8 se charge de faire et de respecter en douceur.
Cette méthode est très intéressante car elle permet d'asservir à la fois un compteur «libre» et des clés de conditions sur la même EPROM : un bit de donnée est toujours en mesure de piloter un reset et de mettre le système en attente pour un nouveau cycle.
Dans des cas plus délicats que celui maquetté ici, un monostable calibré pourrait assurer le transit entre la commande de RAZ et la RAZ effective. Ici, C8 convient parfaitement.
Un rapide calcul permet de voir que dans notre cas précis, 30 états de commandes (+ 1 de cde RAZ et 1 de RAZ effective) ; c'est 15 fois 2, 10 fois 3, 7 fois 4 (reste 2) et 6 fois 5... Avec nos systèmes 2,3,4 ou 5 , seul le 4 imposera une commande de RAZ avant la fin d'un tour complet du compteur. C'est pourquoi on trouve 00 en 5D. C'est aussi simple que cela ! Si en CAL on voulait tout niveler par le bas (6 passages avant un mute), il suffirait de bloquer le système 2 à 6 au lieu de 15, le 3 à 6 au lieu de 10 et le 4 à 6 au lieu de 7. A vous de mettre les 00 aux bons endroits !
Il sera aisé d'isoler les data RANDOM contenant le pseudo-aléa annoncé. Elles sont au nombre de 56 (les 01 et 00 ne changent pas puisqu'ils sont asservis aux conditions utilisateur). Le petit tableau **figure 5a** dévoile notre codage de base et ses effets. En **5b** on trouvera la correspondance REAL / RANDOM pour 3 systèmes et 3 cycles . On constatera que pour cet exemple nous avons fait en sorte de ne jamais, faire deux comparaisons d'un même système à la file.
Mais rien n'est interdit pour peu que le produit cycle x system conduise toujours à une égalité de chances pour tous les systèmes.
Si on prend pour exemple deux machines à comparer (appelons-les A et B, pour 4 cycles on peut faire à l'extrême AAAABBBB ou plus raisonnablement une combinaison du type ABBAABBA.
L'important est de pouvoir assurer au jury (on peut le prouver en REAL) que tous les systèmes ont été écoutés chacun autant de fois.
On peut alors pousser le bouchon plus loin et faire tirer au sort 2 EPROMs. Après l'écoute RANDOM de la première, on la met soigneusement de côte et on engage la seconde. Une deuxième feuille de test est alors remplie. Puis on passe en REAL et on refait un tour rapide d'affichage de la seconde EPROM puis de la première, et chacun peut alors constater l'ordre (ou plutôt le désordre) des tests qui lui ont été proposés.

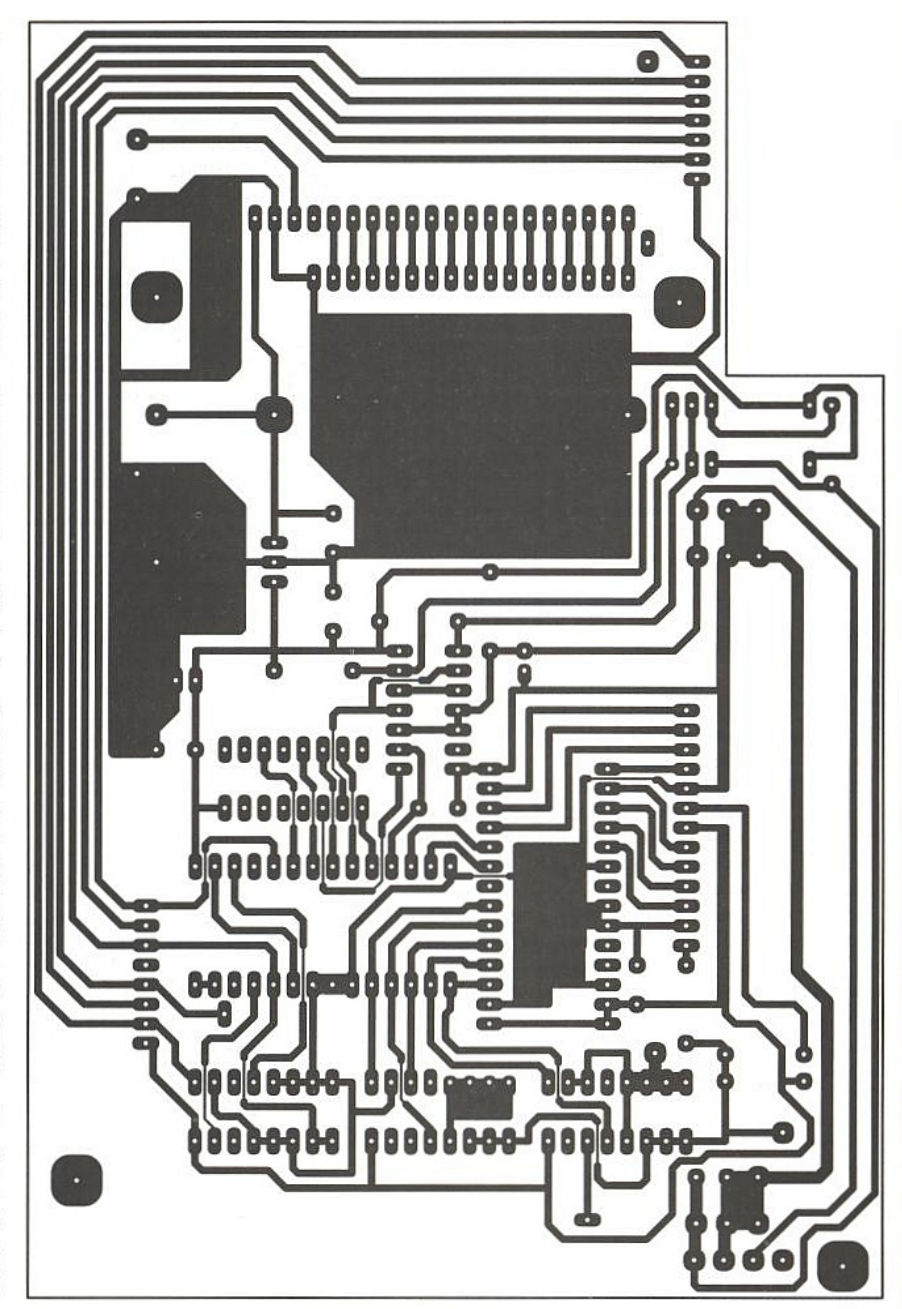
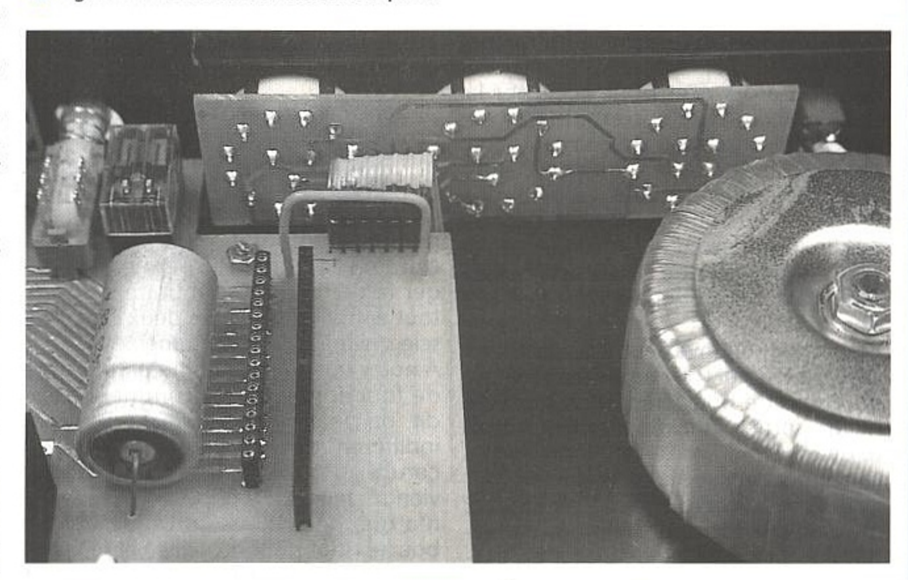


Figure 9a : coté cuivre version complète.



Il suffit alors au câbleur d'ouvrir une enveloppe dans laquelle était notée par exemple : Sy1 : HEIL, Sy2 : NEXO, Sy3 : TC, Sy4: MARTIN etc.. pour que les membres du jury mettent en relation leurs notes d'écoutes avec les objets écoutés.

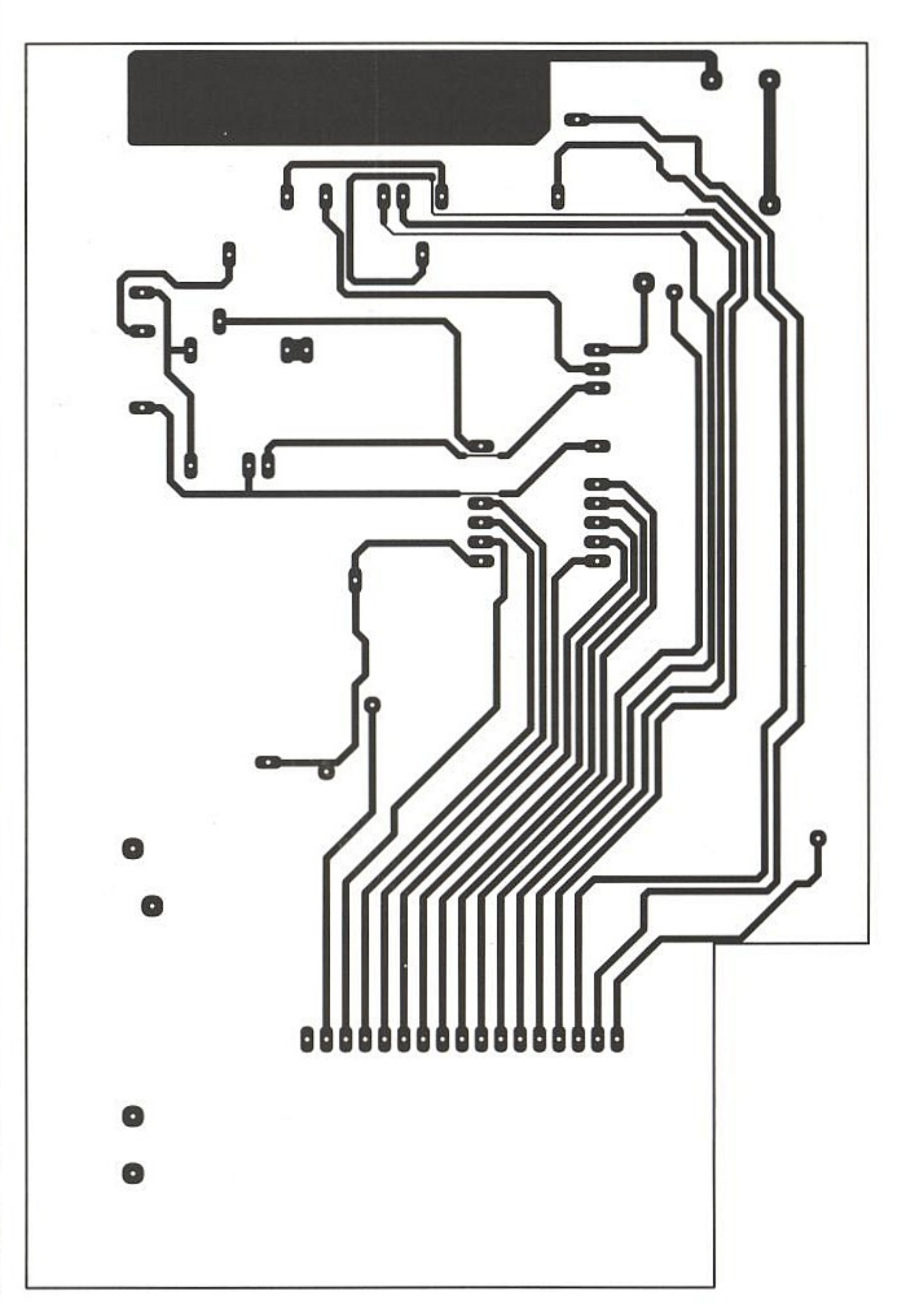
RÉALISATION

La construction de cet ensemble fait appel - quelle que soit la formule - à deux cartes communes. La première, en double face, porte le bloc d'afficha-



ge complet (afficheurs et décodeurs 7 segments), tel qu'on peut le voir **figures 6a et 6b**. L'assemblage étant un peu particulier (composants montés sur les deux côtés de la carte), nous avons choisi de le présenter comme deux «simple face».
Les photographies en diront plus qu'un long discours, et il faudra penser à replier certaines pattes inutiles aux afficheurs afin de ne garder que celles qui sont indispensables et insérables dans les supports expurgés.
Ce petit bloc pourra intéresser de nombreux lecteurs de par sa compacité et du fait qu'il a volontairement été laissé accès à toutes les broches utiles, dp compris.
La seconde carte (**figure 7**) regroupe les trois commutateurs Lorlin - un de 4 circuits 3 positions et deux de 3c 4p - permettant de coder mode, cycle et system. Vient alors le moment du choix :
A : la version domestique (**figure 8**), en simple face mais avec de nombreux straps (ne pas oublier celui qui rase la partie supérieure de IC6), et deux fils à souder sous IC6.
Pour le raccord à la carte des commutateurs, il a été prévu une connexion HE14 mais aussi l'implantation d'un support 16 broches pour envisager d'y placer un dipswitch.
A noter que pour fonctionner avec les dumps d'EPROMs proposés, A10 et A11 (voire A12) seront à forcer à 0. Incrément et Reset seront à adapter en poussoirs fugitifs alors que Mute pourra garder ses positions tenues.
B : la version complète n'a pu échapper à la technique du double face, toutefois sans métallisation des trous. C'est personnellement celle que nous avons retenue de par le fait qu'elle simplifie considérablement le câblage, offre une sortie série et la possibilité d'ajouter une télécommande très simple.
Une photographie présente la mise en place dans un rack 1U. Est également prévu dans cet exemple, outre l'alim 12V pour la carte, une alim audio +/- 15V .
Tout est alors prêt pour accepter la section audio pure et (ou) installer directement un réseau de commutation des machines à tester. Il suffirait alors de bufferiser les 5 sorties, pour disposer d'une version évolutive et économique. En phase d'essais, un jeu de 5 LED + résistances de 330 Ohms suffira pour s'assurer du bon fonctionnement des sorties.
Pour Mute, un inverseur trois positions de type «fugitif, off, tenu» est idéal. Si on envisage une télécommande, les quatre sorties sont répertoriées à droite de SW1.
La connexion avec la carte de commutations est directe et le MCD 15S est montable sur support FRB (en barrette). Il suffit pour cela de placer en dessous un petit morceau de mousse antistatique et de rabattre une bride soudée à la carte. Ainsi on peut démonter facilement ce module et - pourquoi pas ? - l'affecter à d'autres tâches en dehors des cessions de tests. Pour échanger l'EPROM code, un support mis en réhausse et un autre à insertion nulle rendent la tâche facile. A droite de IC10, une barrette sécable sert à la fois aux transferts des faces (via) et de «slot d'extension».
Certains d'entre-vous s'étonneront peut-être d'une découpe dans le circuit, mais comme elle permet d'engager la carte des commutateurs et de tout entrer dans 1U, les deux coups de scie s'avèrent très avantageux !
A noter quand même une particularité de fonctionnement : comme il a été dit, on peut passer de Real à Random indifféremment en cours de tests. Par contre, si on revient en Cal tout deviendra faux. En effet, le compteur Cal n'a que peu de reset avant la fin de boucle (sauf pour 4 cycles) et les données de IC4 ne peuvent convenir aux autres modes.

Figure 9b : coté composants.



Conclusion

En guise de conclusion provisoire, il nous semble important de préciser que la souplesse du système permet d'envisager d'autres usages, comme par exemple la commutation d'enceintes dans une maison ou un appartement.
Rien n'interdit en effet - au prix d'une reprogrammation partielle des EPROMS - de construire une centrale de distribution pour divers lieux tels que salon, cuisine, chambre, salle de bain et jardin, voire commander des mises en série ou en parallèle de plusieurs jeux.
Attention toutefois aux assemblages en parallèle !
Le mois prochain nous verrons la commutation «sources», HP, le report d'affichage géant et la distribution des sources.
Chaque module sera utilisable indépendamment; et il y a de la surprise dans l'air...

J. ALARY



Figure 9c : implantation version complète.

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 à R4 : 4,7 kΩ
R5, R6 : 180 Ω
R7 : réseau 7 fois 4,7 kΩ (version complète) réseau 8 fois 4,7 kΩ (version domestique)

Condensateurs :

C1, C2 : 10 µF
C3 à C6 : 100 µF
C7 : 2200 µF
C8 : 4,7 nF

Semiconducteurs :

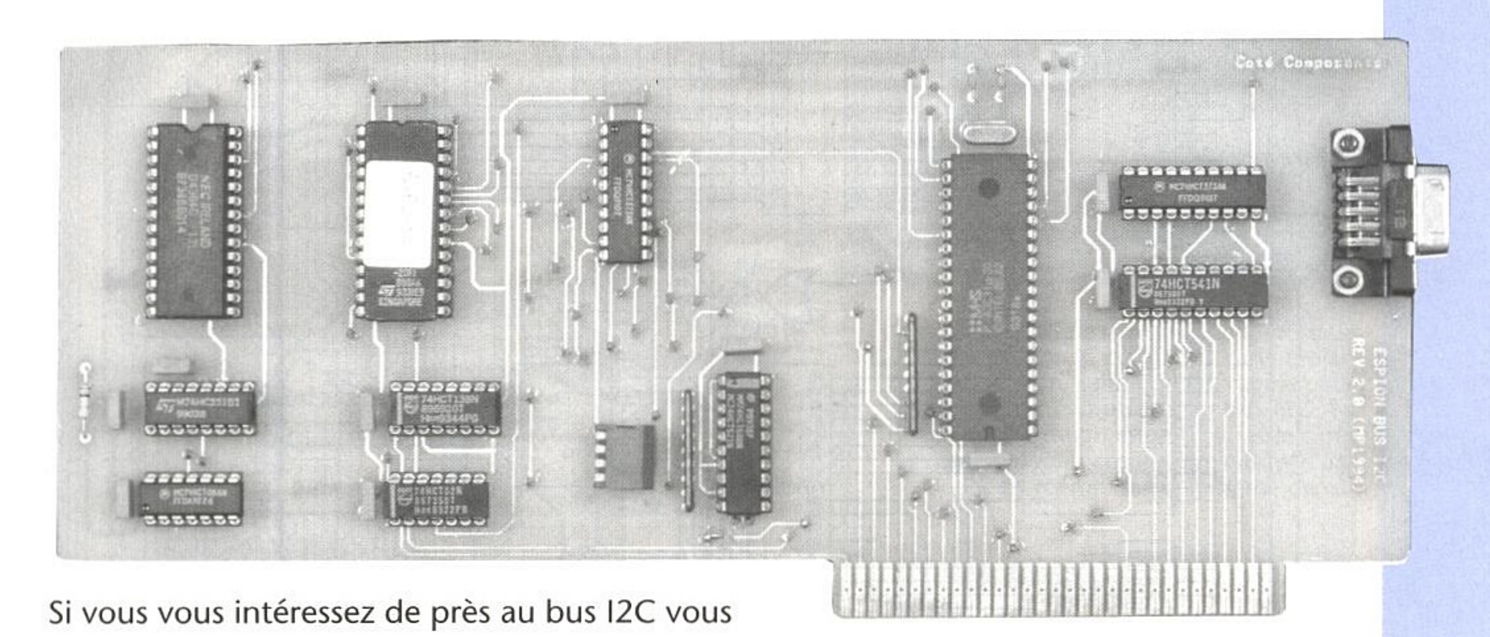
IC1, IC2 : CA3161
IC3 : 74LS00
IC4 : 4040
IC5, IC8, IC9 : 4053
IC6, IC7 = 2764
IC10 : HEILAND MCD 15S (version complète)
AFF1, AFF2 : MAN 8610
RG1 : 7805 + radiateur
D1 : 1N4007 (version complète)

Divers :

SW1, SW2 : Schadow 2 inv
SW3 : Schadow 2 inv (version domestique)
inter 3 pos. : fugitif/off/tenu (version complète)
CM1, CM3 : Lorlin 3 circuits 4 positions
CM2 : Lorlin 4 circuits 3 positions
RL1 : HB2DC5 (version complète)
Supports tulipe, barrettes sécables, visserie.



ESPION (2) POUR BUS I2C



Si vous vous intéressez de près au bus I2C vous avez peut-être remarqué l'article paru dans le n° 559 concernant une carte espion pour bus I2C. Le mode étendu du montage proposé était inexploitable avec le bus standard d'un PC (BUS ISA). L'intérêt principal d'une carte espion étant à n'en pas douter de pouvoir analyser le fonctionnement du bus dans les moindres détails, il convenait que nous remédions à ce défaut de jeunesse. C'est chose faite avec la nouvelle carte que nous vous proposons ce mois-ci.

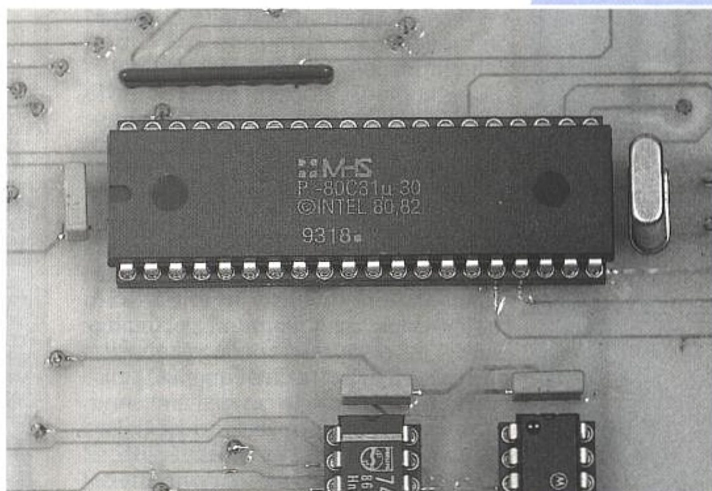
Avant d'aborder les schémas, revenons sur les points qui limitaient la carte proposée dans le n°559. La carte proposée était tout à fait capable d'espionner correctement un bus I2C à sa vitesse nominale, ceci même dans le mode étendu.
Pour rappel, le mode étendu se proposait d'enregistrer tous les changements d'états sur les lignes SCL et SDA du bus I2C à espionner. Le problème résidait dans le mode de communication entre la carte et le PC. A chaque changement d'état d'une des lignes du bus I2C, la carte espion proposée engendrait un signal d'interruption sur le bus du PC. Le PC se devait d'être suffisamment rapide pour venir lire la donnée présentée par la carte espion, avant qu'un nouveau changement d'état n'ait lieu sur les lignes du bus I2C. Faute de quoi des échantillons étaient perdus par le PC. Sur un bus I2C à sa vitesse nominale, les changements d'états sur les lignes SDA et SCL peuvent survenir en moins de 4µs. La carte espion ayant elle-même un temps de réaction non négligeable les événements se succédant à moins de 2 µs étaient filtrés. Les événements utiles étaient néanmoins assurés d'être pris en compte par la carte. Au final les interruptions générées par la carte pouvaient se succéder en moins de 4 µs. Autant dire que le temps de traitement du PC était compté.
La logique de la carte espion permettait de reconnaître les pertes de données en cours de route, mais cette solution obligeait le PC à lire le contenu de deux registres à chaque interruption. Avec un PC suffisamment rapide (par exemple un PC de type 486 cadencé à 66 MHz !) on était en droit de penser que les problèmes de vitesse seraient résolus. Il n'en est rien car notre carte était prévue pour s'installer dans un slot de bus standard, donc dans un slot de type «ISA». Or sur un bus de type «ISA» les échanges sont rythmés par une horloge qui ne peut pas dépasser 16MHz.
Certains PC permettent de modifier la fréquence de l'horloge du bus ISA en modifiant le paramètre requis dans le «SETUP» étendu de l'ordinateur. Mais dans ce cas de figure, car il y a un mais, il faut bien entendu que toutes les cartes qui sont connectées sur le bus ISA soient capables de suivre la nouvelle vitesse demandée. Les constructeurs de cartes au standard ISA n'ont pas souvent été au-delà des 16MHz nécessaires. Leur choix n'étant pas aussi arbitraire que cela, puisqu'il est plus logique qu'ils portent leurs efforts sur la conception de cartes destinées à des bus plus rapides (tels que les bus locaux, bus EISA et bien d'autres).
En définitive, pour pouvoir tirer parti du mode étendu de la carte espion proposée dans le n°559, il fallait disposer d'un PC dernier «cri» (forcément très coûteux).
Pour résoudre les problèmes évoqués dans ces quelques lignes nous aurions pu bâtir une nouvelle carte espion autour d'un bus EISA ou d'un bus LOCAL, et échanger les données sur 16 bits. Mais au bout du compte il faudrait encore disposer d'un PC équipé d'un bus



Figure 1 : logique de décodage d'adresses.

Figure 2 : microcontrôleur et mémoires.





■ *Figure 3*

rapide et donc un PC encore un peu au-dessus de la moyenne.
La solution retenue pour la nouvelle carte espion, que nous vous proposons ce mois-ci, est beaucoup plus raisonnable. Vous pourrez même installer la nouvelle carte espion dans un bon vieux PC de type XT, même cadencé à 4,77MHz ! Pour palier aux problèmes de vitesse, il suffit tout simplement de disposer d'une mémoire tampon sur la carte espion. C'est alors la carte espion qui doit être suffisamment rapide pour suivre les évolutions du bus I2C. La communication entre le PC et la carte espion pourra ensuite être rythmée par le PC lui-même, sans problème de cadence.

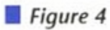
Schémas

Les schémas de notre nouvelle carte espion sont reproduits en **figures 1 et 2**. En figure 1 on trouve la logique de décodage des adresses du bus de type ISA du PC. La porte CI1A et le circuit CI6 contrôlent le démultiplexeur CI7. Lorsque l'adresse présente sur le bus du PC coïncide avec les adresses configurées par la position des interrupteurs S1, le circuit CI7 décode les bits A0 et A1 du bus du PC pour choisir la fonction demandée. Notez que la porte CI5A n'autorise le décodage réalisé par CI7 uniquement dans l'espace des entrées et sorties du PC. La même adresse demandée dans l'espace RAM du PC n'activera pas notre carte, ce qui est heureux!
La sortie Y0 de CI7 (-SEL0 ou -RDATA) autorise le circuit CI2 à transmettre les données sur le bus du PC. La deuxième entrée de contrôle de CI2, à savoir G2, est connectée au signal -IORD du bus du PC pour garantir une sélection harmonieuse. Il est donc impossible d'écrire une donnée par mégarde à destination de CI2 (ce qui serait fâcheux pour CI2 ou pour les drivers du bus du PC).
La sortie Y1 de CI7 (-SEL1) est combinée avec le signal -IOWR issu du bus du PC par la porte CI1B. La sortie de CI1B attaque l'entrée d'horloge du circuit latch CI3. Vous noterez que les données enregistrées dans le latch CI3 ne sont pas dans le même ordre que les données présentes sur le bus DATA du PC. Les sorties de CI3 seront destinées au microcontrôleur qui espionne le bus I2C. Le registre CI3 fournit le mode de fonctionnement demandé au microcontrôleur et contrôle la ligne d'interruption de ce dernier. Par rapport à la réalisation du n°559 vous noterez que la configuration du mode de fonctionnement de la carte est désormais possible par logiciel. Il ne sera donc plus nécessaire d'ouvrir le PC pour changer les switches de la carte



espion lorsque l'on souhaite changer de mode.
Enfin la sortie Y3 de CI7 commande le monostable CI4A pour générer le signal de remise à zéro associé au microcontrôleur. Vous noterez que le déclenchement du monostable est plus simple que pour l'ancienne version de la carte espion.
En contrepartie la carte espion ne démarrera que lorsque le programme du PC lui en aura donné l'ordre. Cette situation n'est pas gênante car la carte espion ne dispose d'aucun moyen de perturber le PC (aucune ligne IRQ utilisée). Ce n'était pas le cas de l'ancienne carte espion qui pouvait fort bien générer des interruptions vers le PC si l'initialisation du microcontrôleur n'était pas correcte.
La figure 2 dévoile le microcontrôleur CI8 et les circuits qui lui sont associés. L'adjonction de la RAM externe CI10 nous oblige à utiliser les ports P0 et P2 du microcontrôleur. Dans ce cas de figure il n'est plus utile de choisir un microcontrôleur avec une EPROM interne. Un modèle 80C31 fait fort bien l'affaire en ajoutant une EPROM externe. Ce choix est d'autant plus judicieux que nous allons avoir recourt à un modèle rapide, car la gestion de la RAM externe demande un peu plus de travaille au microcontrôleur. Il est en effet important, dans le mode étendu, que le microcontrôleur ait le temps de ranger les échantillons en mémoire et de gérer son pointeur sans perte de donnée.
La discrimination de l'espace adressé par le microcontrôleur se fait grâce aux lignes -PSEN, -RD et -WR. En contrôlant les sorties de CI11 grâce à -PSEN et les sorties de CI10 grâce à -RD et -WR il est donc possible de relier entre elles les lignes d'adresses de la RAM et de l'EPROM sans qu'il n'y ait de conflit.
Le circuit d'horloge étant intégré dans le microcontrôleur il suffit de connecter le quartz QZ1 et les capacités associées C9 et C10 pour que le tout fonctionne.
La ligne de RESET étant contrôlée par le monostable CI4A il n'y a rien à dire sur le sujet. La ligne -INT0 sera utilisée effectivement comme entrée d'interruption. Quant aux lignes -INT1, -T0 et -T1 elles seront utilisées comme de simples entrées, pour contrôler le mode de fonctionnement du microcontrôleur. Notez que l'entrée -INT1 est utilisée comme signal d'horloge pour rythmer les échanges avec le PC. Ce sera au programme d'application sur le PC de contrôler cette ligne pour faire progresser la lecture du contenu de la RAM CI10.
Le nombre de ports du microcontrôleur qui restent disponibles pour l'utilisateur est quelque peu restreint dans ce cas de configuration. En définitive les lignes SDA et SCL, issues de CN2, sont connectées sur les port RX et TX du microcontrôleur. Bien entendu le port série intégré dans le microcontrôleur ne servira pas à gérer les lignes SDA et SCL (ce serait trop facile tout de même). Le port série sera désactivé de sorte que les lignes RX et TX seront utilisées comme des entrées et sorties normales.

ESPION BUS I2C
REV 2.0 (MP1994)
Coté Composants


Figure 4

RÉALISATION

La réalisation de notre carte nécessite un circuit imprimé double face. La vue coté cuivre est reproduite en **figure 3** et le vue coté composants en **figure 4**. La vue d'implantation associée est visible en **figure 5**. Avec un peu de dextérité vous pourrez vous passer des trous métallisés, à condition de percer

Figure 5

les pastilles avec des forets de très bonne qualité.
Pour les traversées, qui sont nombreuses, il vous faudra souder de part et d'autre du circuit un petit bout de fil. Commencez par souder les traversées puisque certaines d'entre elles sont disposées en dessous des circuits intégrés.
Tous les circuits intégrés seront montés sur des supports de type «tulipe» pour vous permettre de souder les pattes du coté composants, là où cela est nécessaire. Pour certaines pattes, la soudure du coté composants nécessitera pas mal de dextérité. Mais si vous êtes soigneux vous y arriverez facilement. Vous noterez que certains condensateurs de découplage doivent être soudés aussi sur les deux faces du circuit. Lors de l'implantation prévoyez donc de les monter un peu plus haut sur pattes, pour pouvoir accéder au coté composants avec votre fer à souder. L'auteur réalise tous ces circuits deux faces sans trous métallisés de cette façon, alors pourquoi pas vous! Si par la suite votre carte semble ne pas fonctionner, avant de soupçonner les composants actifs du montage, passez en revue toutes les pastilles qui devraient être soudées du coté composants. Vous aurez peut-être les mêmes surprises que l'auteur.
Respectez le choix des composants indiqué dans la nomenclature. Respectez en particulier les critères de vitesse car notre carte doit fonctionner avec une horloge cadencée à 24 MHz minimum. Enfin ajoutons que le connecteur CN2 sera immobilisé par deux boulons montés dans les passages prévus à cet effet. Cette précaution ne sera pas inutile puisque le connecteur CN2 à de forte chance de subir de nombreuses manipulations de changement de câble. Vous devrez d'ailleurs fabriquer un câble adapté à la connectique par lequel passe le bus I2C que vous voulez espionner.

Utilisation de la carte Espion

Pour pouvoir utiliser la carte espion, vous devrez tout d'abord programmer une EPROM avec le programme dont le code est indiqué en **figure 6**. Si vous n'avez pas envie de ressaisir le code hexadécimal indiqué ici, vous pourrez naturellement le télécharger sur le serveur minitel (3615 code ERP). Vous pourrez aussi télécharger le programme d'application prévu pour piloter la carte à partir du PC, ainsi que tous les fichiers sources qui accompagnent notre maquette. Si vous n'avez pas la possibilité de télécharger ces fichiers, vous pourrez les obtenir en envoyant à la rédaction une disquette formatée accompagnée d'une enveloppe affranchie au tarif en vigueur pour le retour.
Le programme d'application s'appelle «ESPI2C_2.EXE». La syntaxe d'appel du programme est relativement simple. Le seul paramètre à passer sur la ligne de commande d'appel du programme est l'adresse de base à laquelle répond votre carte. La **figure 7** vous indique les adresses possibles en fonction de la position des micro-interrupteurs de S1. Notez au passage que la carte ne risque pas d'entrer en conflit avec les cartes standard d'un PC.
La **figure 8** vous indique quelle fonction de la carte espion est adressée en fonction de l'offset ajouté à l'adresse de base de sélection de la carte.
Après être remise à zéro, la carte espion se positionne dans le mode qui lui



est demandé par le PC. Le programme d'application se doit donc de placer la valeur souhaitée dans le registre CI3 avant d'effectuer le RESET. Le microcontrôleur de la carte espion fourni sur le port P1 une valeur qui indique dans quel état la carte se trouve. Le PC peut donc contrôler que les ordres qu'il passe sont bien reconnus par la carte espion.

Vous pourrez donc contrôler manuellement le bon fonctionnement de votre carte via le programme DEBUG du DOS de votre PC. La **figure 9** vous indique la liste des modes possibles tandis que la **figure 10** vous indique les codes de retour fournis pas le microcontrôleur.

La commande d'interruption n'est pas active lorsque la carte est dans le mode d'attente. Les interruptions sur la ligne -INT0 ne sont autorisées par le microcontrôleur que lors des phases d'acquisition ou de lecture. Notez que lorsque la phase d'acquisition se termine d'elle-même (lorsque la fin du buffer est atteinte) le microcontrôleur désactive les interruptions. Il en va de même lors de la lecture du contenu de la RAM.

Lorsqu'une d'interruption est demandée au microcontrôleur, ce dernier place la valeur 55H sur le port P1 pour indiquer l'acquittement de l'interruption. Le microcontrôleur attend alors que la ligne d'interruption repasse au niveau haut avant de repasser en état d'attente. Avant d'accepter une nouvelle commande, la carte espion attend de repasser dans le mode d'attente. Si vous interrompez une commande grâce à la commande d'interruption pensez à écrire la valeur 80H dans le registre de sélection de mode pour terminer l'interruption, et repasser dans le mode d'attente.

Le programme «ESPI2C_2» vous propose un petit menu relativement simple. Notez que le programme peut interrompre la carte espion lors des phases d'acquisitions, puisque le microcontrôleur active son entrée -INT0 dès le démarrage de ces modes de fonctionnement. Cette possibilité est importante car vu la taille du buffer de

```
:1000000001 24FF0164FFFFFFFFFFFF32FFFFFFFF3F
:10001000FFFFFF32FFFFFFFFFFFFFF32FFFFFFFF8A
:10002000FFFFFF3275878075 30FF75317F753200B5
:100030007590007581 33D2A8C2AFE532B40009E5EE
:10004000B05430B4001080F2E5B05430B400EB7519
:100050009000F53280E4F532B4100201CCB42002F5
:10006000018521 61E590B40108E582F530E583F56D
:10007000317590 5530B2FDC289900033E582C0E001
:10008000E583C0E0327590019 07FFFD2AFE5B0F01C
:1000900015 82B5B00280FBE5B0F0D582F5D583F2CC
:1000A000C2AF7530007531007590020133E5B0B50F
:1000B000B00480FB0000E5B0F0D582F8D583F7C22C
:1000C000AF7530007531007590020133759001 9065
:1000D0007FFFD2AF30B1FD20B00530B0FD80F520FC
:1000E000B0FD20B1FD30B1FDA2B03320B1FD30B183
:1000F000FDA2B03320B1FD30B1FDA2B03320B1FD7F
:1001000030B1FDA2B03320B1FD30B1FDA2B033203B
:10011000B1FD30B1FDA2B03320B1FD30B1FDA2B0D0
:100120003320B1FD30B1FDA2B033F020B1FDD58256
:1001300010D5830DC2AF7530007531007590020186
:100140003330B1FD20B1FD30B1FD30B00A30B09296
:1001500020B1FA74018097 20B08520B1FA74008034
:100160008D907FFFD2AF317EF5903190400CE0F55D
:100170009031 90D582F0158380ECC2AF0133E53128
:10018000B58309E530B58204742 0D3227410C322EC
:1001900030B3FD20B3FD22204573FFFFFFFFFFFFBB
:1001A000FFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFF284329FFC8
:1001B000FFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFF4F
:0D01C000FFFF526576FFFFFFFFFFFFFFFF000E
:00000001FF
```

■ *Figure 6 : vidage de l'EPROM.*

la carte espion, il y a fort à parier que vous voudrez interrompre l'espion avant que le buffer ne soit plein.

Une petite remarque au passage s'impose. Lorsqu'une phase d'acquisition est interrompue, le microcontrôleur stocke la valeur de son pointeur sur la RAM pour connaître l'adresse du dernier échantillon enregistré. En réalité le pointeur était déjà positionné sur l'adresse cible pour le prochain échantillon. En définitive selon le mode et l'instant où survient l'interruption, le dernier échantillon qui sera transféré dans le buffer du PC ne sera pas forcément valide.

Par exemple dans le mode standard, si vous interrompez l'acquisition lorsque les lignes SDA et SCL sont au repos (à état haut, après une condition de STOP), le dernier échantillon sera toujours valide. Par contre si vous interrompez l'acquisition au cours d'un transfert d'un octet sur le bus I2C, le dernier octet indiqué en RAM sera indéfini. Par contre dans le mode étendu, que vous interrompiez l'acquisition au beau milieu du transfert d'un octet sur le bus I2C ou bien après une condition de STOP, le dernier échantillon en RAM sera indéfini. A moins que vous ayez rempli complètement la RAM, au quel cas le dernier échantillon sera correct.

Si ce point reste obscur dans votre esprit, consultez le contenu du fichier source du programme du microcontrôleur. Quoi qu'il en soit, si vous doutez de la compréhension de ce point, dites vous que le dernier échantillon affiché n'est pas forcément valide.

Passons maintenant à l'utilisation du programme «ESPI2C_2». Le programme d'application du PC affiche suffisamment de messages pour vous guider aisément dans son utilisation. La première option du programme ne vous sera pas d'une grande utilité si la carte espion répond normalement aux sollicitations du programme. Cette option est restée d'une version de test. Voilà, vous savez tout.

L'option 2 du programme passe la carte espion dans le mode standard et l'option 3 dans le mode étendu. Comme nous l'avons déjà indiqué, vous pourrez stopper l'acquisition des données avant que la fin du buffer ne soit atteinte. Une fois que l'acquisition

S1-3	S1-2	S1-0	Adresse de sélection	Paramètre pour le programme «EPSI2C_2»
ON	ON	ON	300H à 303H	768
ON	ON	OFF	304H à 307H	772
ON	OFF	ON	308H à 30BH	776
ON	OFF	OFF	30CH à 30FH	780
OFF	ON	ON	310H à 313H	784
OFF	ON	OFF	314H à 317H	788
OFF	OFF	ON	318H à 31BH	792
OFF	OFF	OFF	31CH à 31FH	796

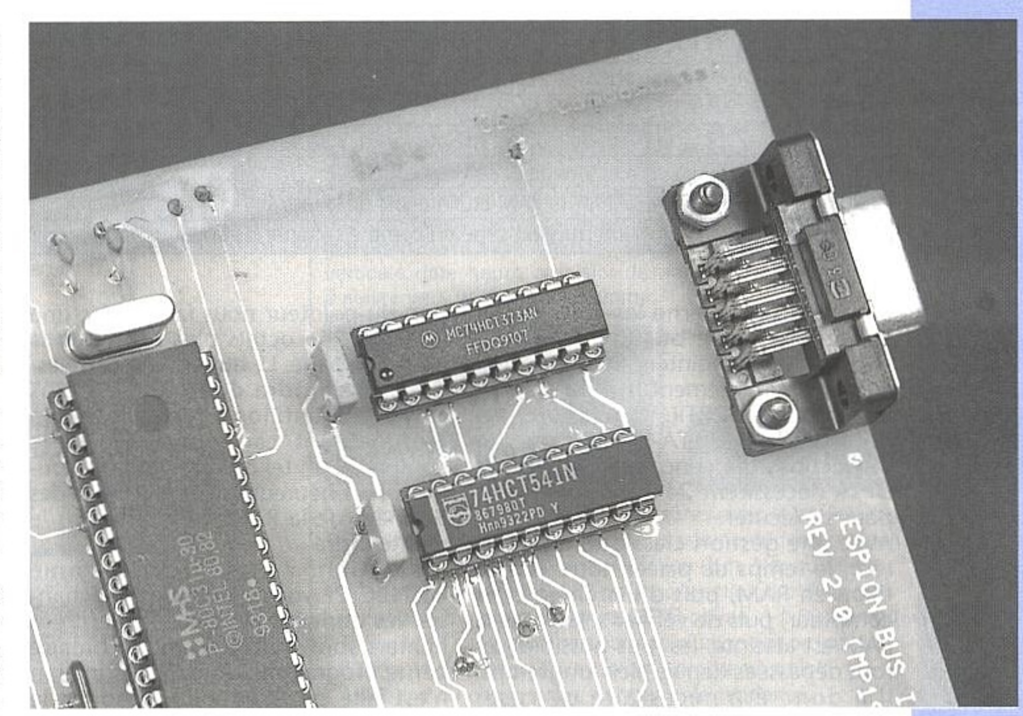
■ *Figure 7*

Offset à ajouter à l'adresse de base de sélection	Fonction adressée	Lecture/Ecriture
0	lecture des données	lecture uniquement
1	sélection du mode	écriture uniquement
2	inutilisé	
3	reset	lecture ou écriture

■ *Figure 8*



des données souhaitées est terminée, la carte espion est replacée en mode d'attente. A cet instant précis, le buffer du PC ne contient pas encore les nouvelles données tant convoitées. Il faut que le contenu de la RAM de la carte espion soit chargé dans la RAM du PC via l'option N°4. Vous pouvez donc examiner des données différentes de celles emmagasinées dans la carte espion. Il faudra penser à passer par l'option 4 du programme après une phase d'acquisition par les commandes 2 et 3 du menu pour pouvoir examiner le bon contenu.
Pourquoi avoir utilisé un buffer indépendant du coté du PC? Tout simplement pour pouvoir examiner des données enregistrées précédemment dans un fichier. Vous pouvez relire le contenu du buffer la carte espion à tout moment.
Notez que des données acquises en mode standard peuvent être visionnées via l'option 5 du programme. Bien entendu, dans ce cas là, le résultat affiché ne correspondra à rien, l'interprétation graphique du buffer étant dédiée au mode étendu.



Contenu du registre de sélection de mode	Action obtenue
80H	Passage en état d'attente (à utiliser avant RESET de la carte)
81H	Mode Espion Standard
82H	Mode Espion Etendu
83H	Lecture de la RAM de la carte Espion
84H	Génération du signal d'horloge pour lire le contenu de la RAM
00H	Interruption du microcontrôleur

Figure 9

A propos du buffer de la carte espion, vous pensez peut-être que vous disposerez des 32768 octets de la RAM. Il n'en est rien. La gestion du pointeur sur la RAM par le microcontrôleur est réalisée de façon un peu particulière. Cette situation est due à la vitesse d'exécution nécessaire dans le mode étendu. Rappelons que le microcontrôleur doit être capable d'enregistrer

Lecture du port P1	Etat de la carte espion
00H	Attente d'une commande
01H	Espion actif
02H	Fin de la RAM atteinte lors de l'acquisition
10H	Lecture de la RAM en cours
20H	Fin de la RAM atteinte lors de la lecture
55H	Interruption prise en compte (attente de la commande repos)

Figure 10

dans la RAM externe les états qui se succèdent sur le bus I2C en moins 4 µs. Or le seul pointeur utilisable pour adresser correctement la RAM externe est le pointeur DPTR. Vous pourrez vérifier dans les DATA-BOOKS que les instructions qui concernent le registre DPTR nécessitent 24 cycles d'horloge pour s'exécuter.
Avec une gestion classique du pointeur, le temps de placer notre échantillon en RAM, puis d'incrémenter le compteur, puis de vérifier si la fin de la RAM est atteinte, les 4 µs possibles seront dépassées depuis bien longtemps. Il a donc été nécessaire de ruser quelque peu. En définitive la solution retenue est indiquée dans l'extrait du code source reproduit en **figure 11**. Notez la gestion peu orthodoxe du pointeur en caractères gras. Et ça marche.
La gestion du pointeur démarre avec l'adresse hexadécimale 7FFFH. Le pointeur est décrémenté normalement jusqu'à l'adresse 7F01H. Puis subitement au lieu de passer à l'adresse 7F00H, la gestion du pointeur progresse directement à l'adresse 7E00H puis à l'adresse 7EFFH la fois d'après. On perd donc un premier octet sur la derniere page en RAM. Cette progression du pointeur un peu étrange va se poursuivre jusqu'à l'adresse 101H. C'est alors que les choses se gâtent. La routine passe ensuite de l'adresse 0101H à l'adresse 0000H, où l'on considère que la fin de la RAM est atteinte. En définitive la routine de gestion du pointeur nous fait perdre une page de 256 octets plus l'octet de la première page. Le buffer de la carte espion contiendra donc tout au plus 32511 échantillons. Mais c'est déjà bien suffisant, car pour dépouiller le contenu d'un tel buffer il faut du courage. Fort heureusement la lecture des données de la RAM se feront dans le même ordre.
Les options 7 et 8 du programme «ESPI2C_2» vous permettent d'échanger les données avec des fichiers. Les fichiers sont traités en mode binaire par le programme. Aucune distinction n'est faite entre le mode étendu et le mode standard dans la gestion des fichiers. Ce sera donc à vous de savoir ce que contiennent vos fichiers.
Notez que pour le mode standard, le contenu d'un fichier sera la succession des octets qui se seront présentés sur le bus I2C. Aucune information n'est enregistrée concernant l'état du bit ACK du bus I2C, contrairement à la version précédante de la carte espion. Pour le mode étendu le contenu du fichier sera la suite des états qui se seront succédé sur le port P3 du microcontrôleur. Seuls les bits 0 et 1 ont une signification. Les autres bits correspondent au mode et aux signaux -RD et -WR du microcontrôleur. Le bit 0 de chaque octet du fichier correspondra à l'état de la ligne SDA et le bit 1 correspondra à l'état de la ligne SCL enregistré au même instant. Si vous voulez traiter de tels fichiers avec un programme de votre cru, il vous suffira de masquer les bits 2 à 7 lors de la lecture du contenu des fichiers.
Précisons que les données enregistrées par la carte espion sont livrées sans indication temporelle, vous l'aurez peut être deviné de vous même. La carte espion n'enregistre que la succession des changements d'état du bus I2C. Si le bus I2C que vous espionnez reste au repos pendant des heures, vous n'enregistrerez aucun nouvel échantillon avec la carte espion. La carte espion ne se comporte donc pas comme un analyseur logique, même si l'interprétation graphique proposée par le programme «ESPI2C_2» laisse à penser le contraire. Ceci explique pourquoi, avec l'interprétation graphique du programme «ESPI2C_2», vous aurez quelquefois l'impression que les fronts du signal d'horloge se succèdent à des intervalles de temps irréguliers. C'est simplement parce que la ligne SDA aura changé de niveau avant la ligne SCL.
Vous voici maintenant en mesure de contrôler dans le détail ce qui se passe sur vos bus I2C.

P. MORIN

```
                ;*******************************************
                ;espion en mode étendu
                ;enregistre tous les états successifs
                ;*******************************************
              extended:       ;init du mode extended
0085 75 9001      .2          mov     sortie,#FLAGWAIT ;
0088 90 7FFF      .2          mov     dptr,#RAMCOUNT
008B D2 AF        .1          setb    ea
008D E5 B0        .1          mov     a,p3    ;valeur de reference
008F F0           .2          movx    @dptr,a ;enregistre en ram
0090 15 82        .1          dec     dpl     ;decremente id faible du pointeur
0092 B5 B002      .2 ext0:            cjne    a,p3,ext1
0095 80 FB        .2          sjmp    ext0
0097 E5 B0        .1 ext1:    mov     a,p3
0099 F0           .2          movx    @dptr,a ;enregistre en ram
;decremente le poids faible du pointeur
009A D5 82F5      .2          djnz    dpl,ext0
;boucle si la fin n'est pas atteinte
009D D5 83F2      .2          djnz    dph,ext0
;ici la fin de ram est atteinte (dptr=0)
00A0 C2 AF        .1          clr     ea
00A2 75 3000      .2          mov     dpla,#0
00A5 75 3100      .2          mov     dpha,#0
00A8 75 9002      .2          mov     sortie,#FLAGFIN ;indique fin de l'acquisistion
00AB 01 33        .2          ajmp    main
```

Figure 11

NOMENCLATURE

Résistances :

R1 : 33kΩ
R2,R3 : Réseaux résistifs 8 x 10kΩ en boîtier SIL.

Condensateurs :

C1,C2,C3,C4,C5,C6,C7,C8, C9,C10 : 33pF
C11,C12,C13,C14 : 100nF

Circuits intégrés :

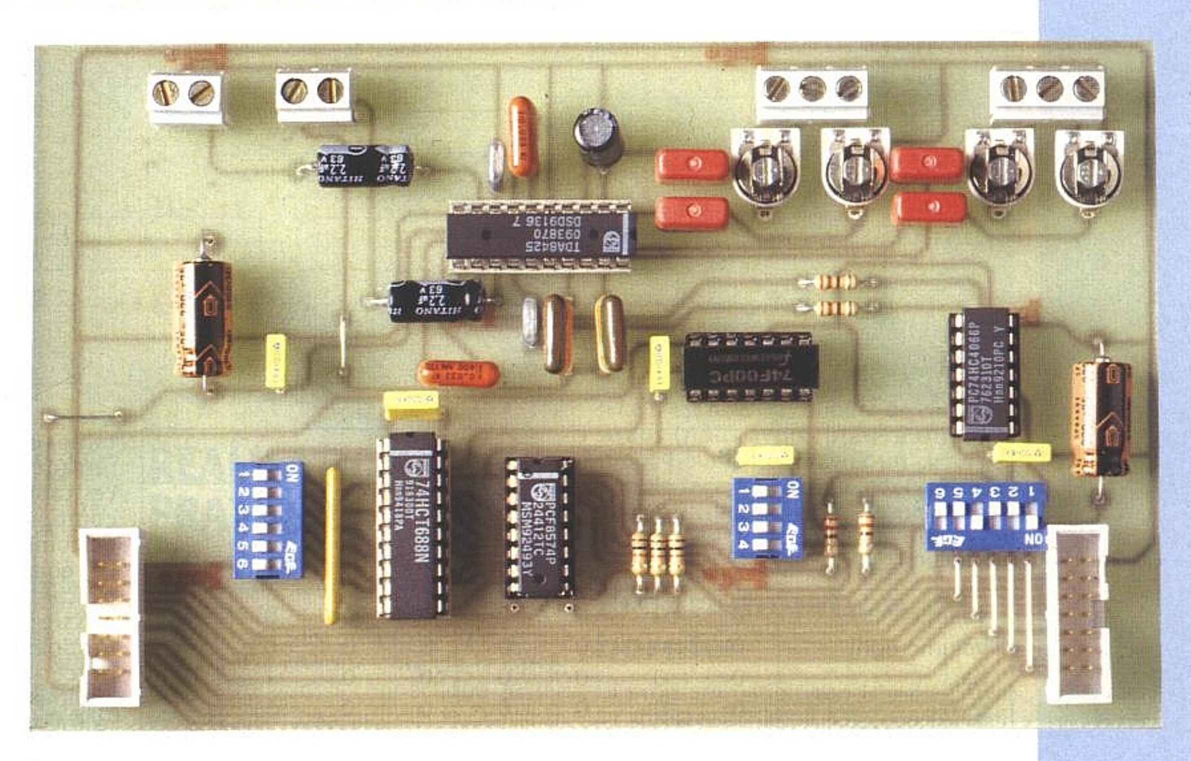
IC1 : 74HCT02
IC2 : 74HCT541
IC3,IC9 : 74HCT373
IC4 : 74LS221
IC5 : 74HCT08
IC6 : 74HCT688
IC7 : 74HCT138
IC8 : Microcontrôleur Matra P-80C31-25 (25MHz)
IC10 : RAM 62256, temps d'accès 200ns
IC11 : EPROM 27C64, temps d'accès 200ns

Divers :

S1 : Bloc de 4 micro-interrupteurs en boîtier DIL.
CN2 : Connecteur DB 9points, femelle, à monter coudé sur CI. Par exemple HARTING référence 09 66 113 7601
QZ1 : Quartz 24MHz

DOMESTICUS : MODULE SONORISATION

Voici le dernier module élémentaire de cette application de Domotique : le module sonorisation. Ce bornier, relié sur le réseau Domotique vous permettra de commander la sonorisation de votre appartement, par préamplificateur adressable au travers du réseau I2C. Comme pour tous les modules de DOMESTICUS, le traitement de ce bornier sera pris en compte dès la prochaine révision de l'Atelier Logiciel disponible prochainement sur le serveur.



Le composant principal de cette réalisation est le préamplificateur commandé par le réseau I2C, le TDA 8425, qui possède les caractéristiques suivantes :
• Possibilité de sélecter 2 canaux stéréo différents
• 4 modes de fonctionnement des canaux : stéréo, pseudo stéréo, spatial stéréo, mono
• Réglage du volume et de la balance
• Réglage des graves et aigus avec une fonction de silence

Description du circuit TDA 8425

Le synoptique du circuit est donné **figure 1**. On retrouve les différents éléments du préamplificateur : le sélecteur de canaux, le commutateur des modes de fonctionnement, le réglage du volume, balance, grave et aigu, ainsi que le circuit de décodage des trames I2C.

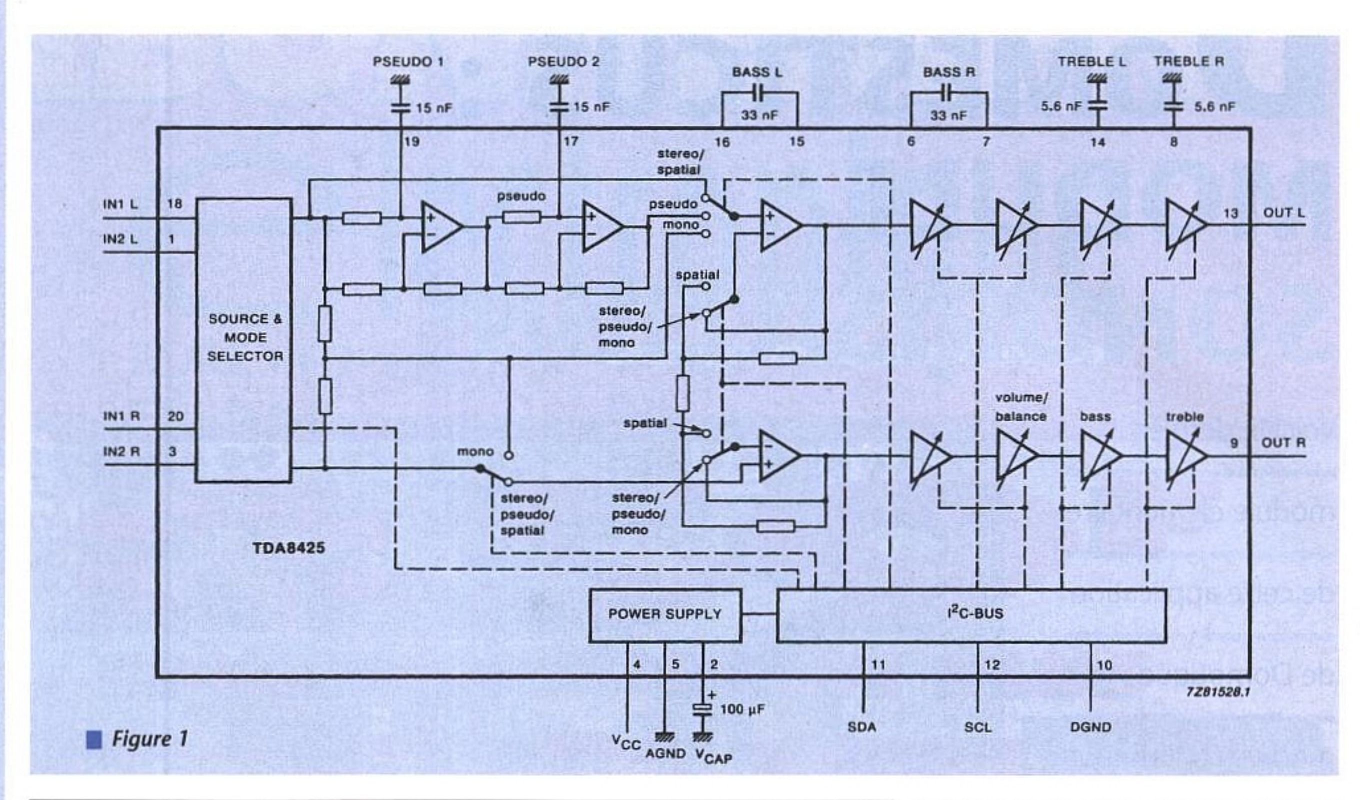
Sélecteur de canaux
Le sélecteur de canaux permet de commuter deux sources de signaux stéréo (ou 4 sources mono).

Réglage du volume et de la balance
Le contrôle de la balance entre les canaux s'effectue simplement par un contrôle du volume de façon indépendante sur chaque voie (gauche ou droite). Le gain de chaque voie peut être ajusté de +6dB à -64dB par pas de 2dB. Un pas complémentaire assure une atténuation supérieure à -80 dB.

Réglage des basses et des aigus
Les basses sont réglés de +15dB à -12 dB par pas de 3dB, et les aigus de +12dB à -12dB par pas de 3dB.
Tous ces réglages sont effectués à distance par les octets contenus dans les trames qui circulent sur le réseau I2C.

Approche logicielle
Comme tous les circuits de la famille I2C, le TDA 8425 répond à une syntaxe logicielle précise pour fonctionner correctement. La trame décodée par le circuit comprend des blocs de 3 octets de base :
• L'adresse du circuit (MAD)
• La commande de la trame (SAD)
• La valeur de cette commande
L'adresse du circuit est figée pour tous les circuits intégrés TDA 8425. On ne peut alors connecter qu'un seul circuit sur un réseau I2C, à l'adresse 82 en hexadécimal.
L'octet de commande de trame peut prendre les valeurs définies dans le **tableau 1** : 0 pour le réglage du volume de la voie gauche, 1 pour le réglage du volume de la voie droite, 2 pour le réglage des basses, 3 pour le réglage des aigus, et 8 pour les fonctions de commutation.
En fonction de la commande contenue dans le second octet, le troisième octet prend une valeur comme décrit dans le **tableau 2**. Les valeurs correspondant à la commande de volume sont détaillées dans le **tableau 3**, celles correspondant au réglage des graves dans le





■ *Figure 1*

	128	64	32	16	8	4	2	1
	MSB							LSB
function	7	6	5	4	3	2	1	0
volume left	0	0	0	0	0	0	0	0
volume right	0	0	0	0	0	0	0	1
bass	0	0	0	0	0	0	1	0
treble	0	0	0	0	0	0	1	1
switch functions	0	0	0	0	1	0	0	0
					subaddress SAD			

■ *Tableau 1*

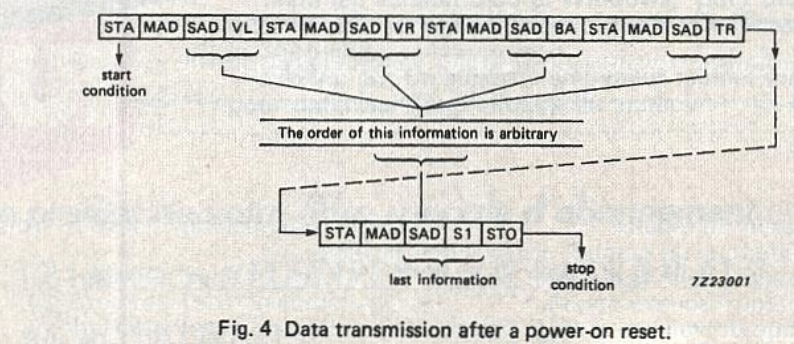


Fig. 4 Data transmission after a power-on reset.

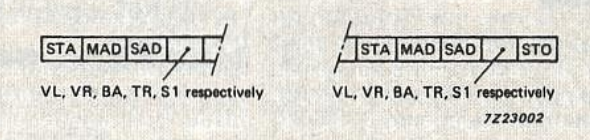
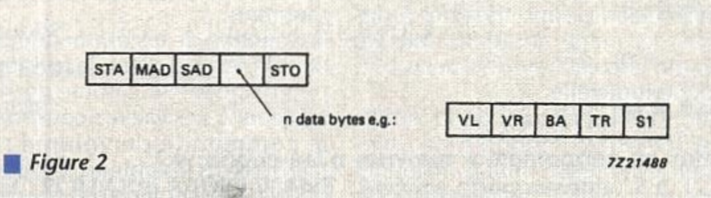


Fig. 5 Data transmission after a power-on reset with auto increment.



■ *Figure 2*

tableau 4, et celles correspondant au réglage des aigus dans le **tableau 5**. Les **tableaux 6, 7 et 8** permettent de composer l'octet pour la commande de commutation.

Le réglage complet du circuit préamplificateur est ainsi réalisé avec la transmission d'une trame contenant 5 groupes des 3 octets de base définis précédemment. Cette transmission complète est recommandée la première fois après une mise sous tension. Dans ce cas il est important d'envoyer en dernier la commande de fonctions de commutation, comme le montre le schéma **figure 2**. Après cette initialisation du circuit, chaque commande peut être envoyée séparément.

Synoptique du bornier son de Domesticus

Le schéma du bornier son de Domesticus est donné **figure 3**. Il comporte outre le circuit TDA 8524, un circuit de décodage d'adresse particulier. En effet, comme le TDA 8524 ne possède qu'une seule adresse sur le réseau I2C, nous avons effectué un décodage d'adresse initial avec un PCF 8574. L'affectation du bornier à un des 3 réseaux disponibles sur le connecteur de Domesticus s'effectue par le switch S2, l'adresse du circuit IC1 (PCF 8574) par le switch S1. Le circuit IC1 reçoit l'adresse du circuit IC3 (TDA 8524) présent sur le bornier. Cette adresse est comparée par IC2 avec celle configurée par le switch S3. En cas de d'accord sur les adresses, le signal valide deux interrupteurs analogiques, et permet au circuit IC3 de recevoir les signaux du bus I2C.

Par cette méthode, nous pouvons adresser 64 modules sonorisation sur un réseau I2C, donc 192 modules dans une installation Domesticus (plus que nécessaire). Dans le cas d'une utilisation avec plusieurs modules sonorisa-



function		MSB 7	6	5	4	3	2	1	LSB 0
volume left	VL	1	1	V05	V04	V03	V02	V01	V00
volume right	VR	1	1	V15	V14	V13	V12	V11	V10
bass	BA	1	1	1	1	BA3	BA2	BA1	BA0
treble	TR	1	1	1	1	TR3	TR2	TR1	TR0
switch functions	S1	1	1	MU	EFL	STL	ML1	ML0	IS

Tableau 2

2 dB/step (dB)	V x 5	V x 4	V x 3	V x 2	V x 1	V x 0
6	1	1	1	1	1	1
4	1	1	1	1	1	0
- 62	0	1	1	1	0	1
- 64	0	1	1	1	0	0
≤ - 80	0	1	1	0	1	1
≤ - 80	0	0	0	0	0	0

Tableau 3

3 dB/step (dB)	BA3	BA2	BA2	BA0
15	1	1	1	1
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
15	1	0	1	1
12	1	0	1	0
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
0	0	1	1	0
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
- 12	0	0	1	0
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
- 12	0	0	0	0

Tableau 4

tion, nous vous conseillons d'opter pour la même adresse du circuit IC1. Les entrées son des 2 canaux s'effectuent au travers de résistances ajustables AJ1 à AJ4.
Vous pourrez ainsi régler la balance entre les deux canaux, et éviter d'avoir à ajuster les volumes lors d'une commutation de canal. Les sorties s'effectuent sur des bornes à vis, qui permettent une connection aisée vers un amplificateur de puissance.

RÉALISATION PRATIQUE

Comme tous les borniers du système Domesticus, ce module s'intègre dans le même type de support de carte à fixer sur rail DIN ou à fixer au mur par des vis. De chaque coté de la carte, nous retrouvons la connectique utilisée pour se raccorder au bus de Domesticus (2 connecteurs HE10 14 points), et les bornes de raccordement du son en bas du module. L'implantation n'appelle pas de commentaire particulier, si ce n'est à ne pas oublier de câbler les straps (nous avons préféré utiliser 7 straps pour éviter d'avoir un circuit en double face, et ainsi faciliter le travail de reproduction pour de nombreux lecteurs).

Programmation du bornier

La programmation consiste à envoyer à l'adresse du circuit IC1 (adresse définie par le switch S1), l'octet contenant

Figure 3



3 dB/step (dB)	TR3	TR2	TR2	TR0
12	1	1	1	1
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
12	1	0	1	0
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
0	0	1	1	0
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
- 12	0	0	1	0
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
..	..	..	..	..
- 12	0	0	0	0

Tableau 5

function	ML1	ML0	IS	channel
stereo	1	1	0	1
stereo	1	1	1	2
sound A	0	1	0	1
sound B	1	0	0	1
sound A	0	1	1	2
sound B	1	0	1	2

Tableau 6

choice	STL	EFL
spatial stereo	1	1
linear stereo	1	0
pseudo stereo	0	1
forced mono*	0	0

*Tableau 7 : * la fonction peusdo-stéréo n'est pas possible dans ce mode*

mute	MU
active ; automatic after POR	1
not active	0

Tableau 8 : POR : Power On Reset.

l'adresse du circuit IC3 (définie par le switch S3). Attention pour des raisons de routage de la carte sur un circuit simple face, l'affectation des bits du switch S3 ne correspond pas aux bits de l'octet envoyé. Il est nécessaire d'utiliser la table de correspondance décrite dans le **tableau 9**. Bien entendu toutes ces tables de correspondances sont intégrées dans l'Atelier Logiciel de Domesticus, ce qui rend transparent l'adressage des borniers.

Atelier Logiciel de Domesticus

Une nouvelle version de l'Atelier Logiciel de Domesticus est maintenant dis-

NOMENCLATURE

Résistances :

R1, R2 : 330 Ω
R3 : 10 kΩ réseau SIL7 + 1 commun
R4 à R6 : 10 kΩ
R7, R8 : 330 Ω
AJ1 à AJ4 : Ajustables horizontaux 47 kΩ

Condensateurs :

C1, C2 : 33 nF
C3, C4 : 5,6 nF
C5, C6 : 15 nF
C7 : 100 µF, 25V radial
C8 à C11 : 470 nF
C12, C13 : 2,2µF, 25V axial
C14 à C17 : 100 nF
C18, C20 : 220µF, 25V axial
C19 : 100nF

Circuits intégrés :

IC1 : PCF8574
IC2 : 74HCT688
IC3 : TDA8425
IC4 : 74HC00
IC5 : 74HC4066

Divers :

S1 : Dipswitch 4 inter horizontal
S2, S3 : Dipswitch 6 inter horizontal
2 supports lyre 20 broches
1 support lyre 16 broches
2 supports lyre 14 broches
2 Borniers à vis au pas de 5,08mm (3 bornes)
2 Bornier à vis au pas de 5,08mm (2 bornes)
2 fiches HE10 points mâles bas profil

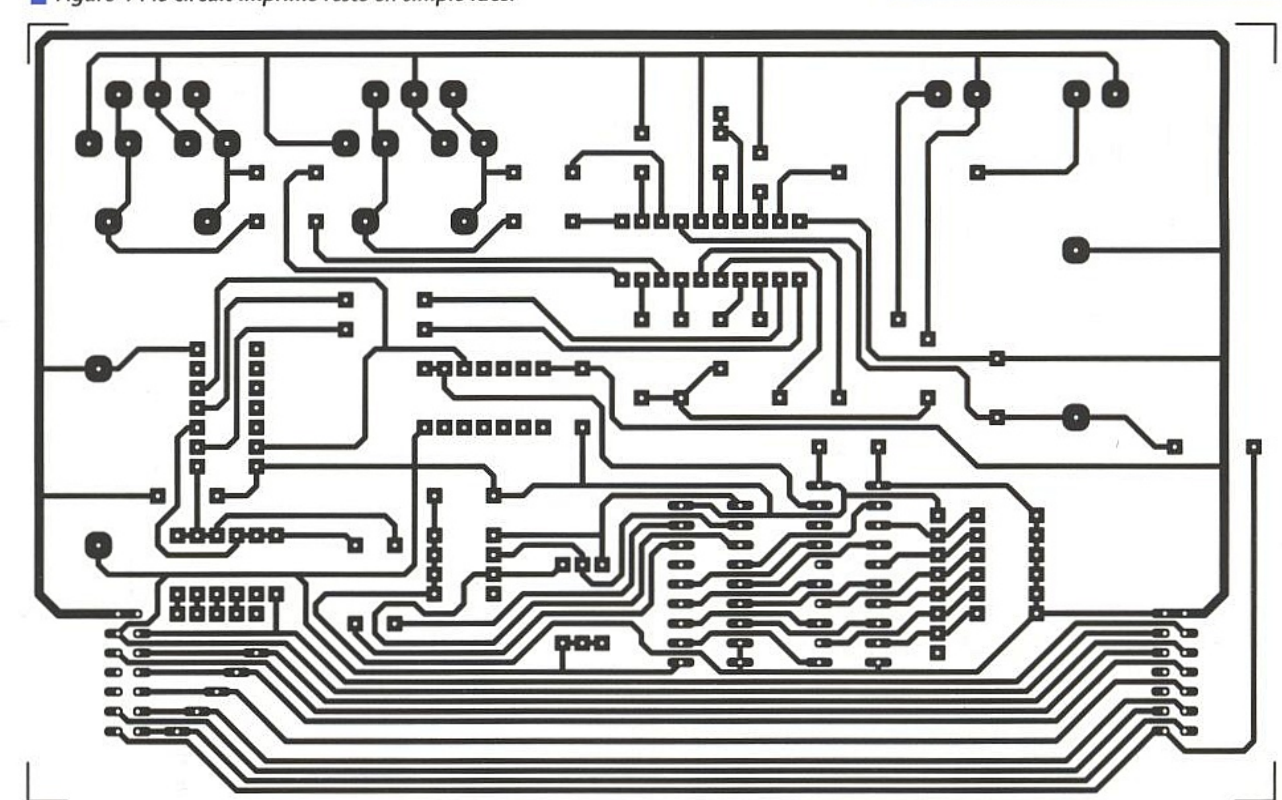
octet à envoyer D0 à D7 - numéro switch 53 N1 à N6

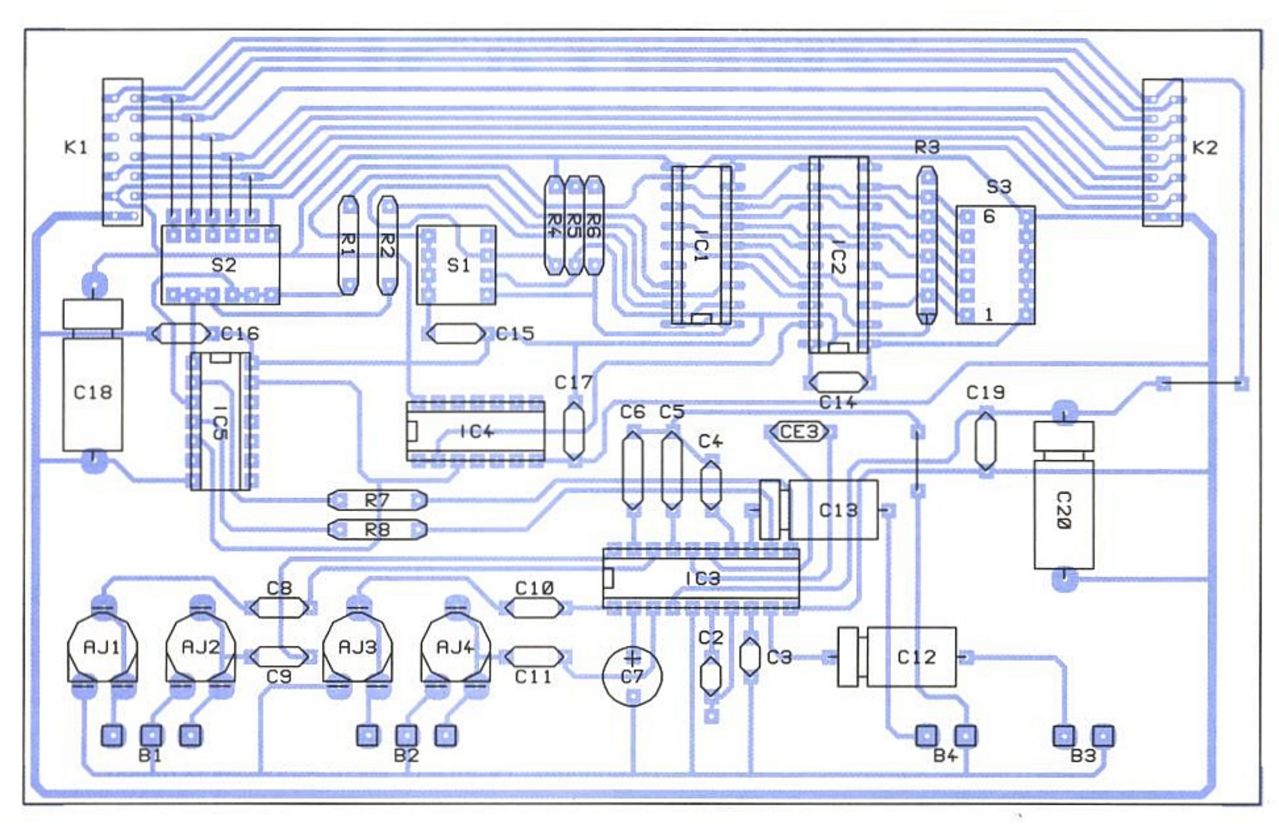
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
X	X	N3	N5	N6	N4	N2	N1

X = valeur du bit indéterminée

Tableau 9 :
Exemple : adresse 43 à programmer sur le switch 43 décimal = 101011b
Donc l'octet à envoyer est XX001111b soit 15 en décimal

Figure 4 : le circuit imprimé reste en simple face.





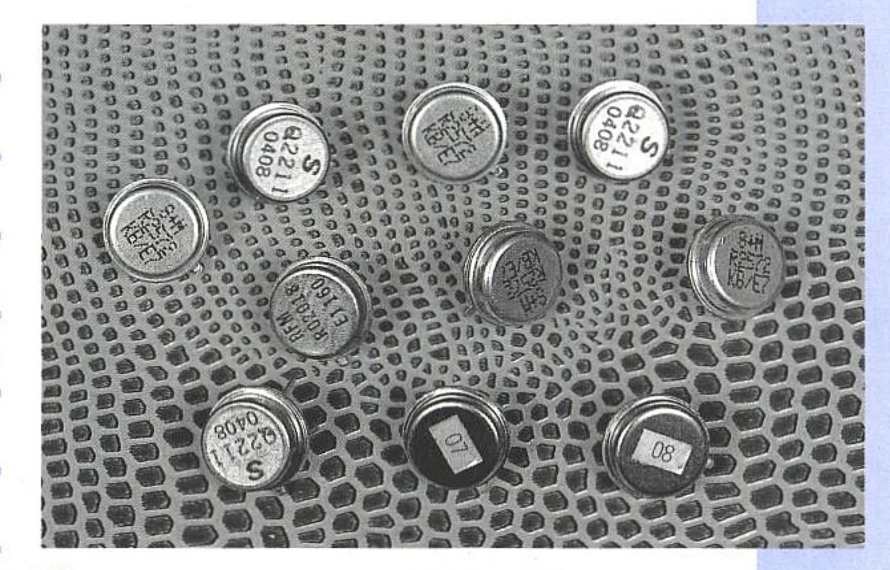
■ *Figure 5*

ponible. Cette nouvelle version corrige quelques bugs encore existants, et intègre tous les borniers décrits depuis le début de cette réalisation (bornier à 8 entrées Digitales, borniers 8 sorties Digitales, bornier Digital mixte, afficheurs géants, satellite général, module température), en permettant leur utilisation dans les grafcets et les équations. Cette révision est disponible sur le serveur et par correspondance à la rédaction (n'oubliez pas de joindre une enveloppe timbrée pour le retour avec votre disquette). Les prochaines réalisations connectables sur le système Domesticus seront des modules plus complexes avec des fonctions évoluées intégrées, et des modules autonomes à microprocesseur. Bonnes réalisations et à bientôt.

J. GARBAY

APPLICATIONS DES RESONATEURS A ONDES DE SURFACE

Les quelques lignes qui vont suivre sont consacrées aux résonateurs à ondes de surface et à leurs applications. Dans des numéros précédents nous avons déjà eu l'occasion d'aborder ce sujet et nous nous proposons ici de compléter votre information. Si l'on en juge par les questions qui nous ont été posées, et les problèmes plutôt fantaisistes qui nous ont été soumis ce complément est indispensable. Les constructeurs de résonateurs à ondes de surface, pour la promotion de leurs composants, livrent en général de nombreuses notes d'application qui, en principe, sont là pour simplifier les problèmes.



Dans la plupart des cas les notes d'applications ne sont là que pour donner des idées et il reste une part de travail pour industrialiser un produit.
Il est bien clair que ces composants sont particulièrement dédiés à la conception d'émetteurs et de récepteurs pour transmission de données à faible puissance et faible débit.
Les notes d'applications décrivent l'emploi des résonateurs et leur participation à la conception d'oscillateurs. Ces descriptions sont bien sûr insuffisantes pour être directement exploitées en tant qu'émetteur ou récepteur.

Objectif à atteindre

Les systèmes de transmission ou télécommunication sans fils sont aujourd'hui très en vogue. Ceci appelle un premier commentaire.
Il y a à peine cinq ans il était de bon ton de critiquer les transmissions HF, et de comparer sans objectivité les deux supports de transmission : HF et IR - infra rouge.
Les promoteurs de l'infra-rouge, constituant un véritable fan club, ne manquaient pas d'indiquer que l'IR n'était soumis à aucune législation, ce qui permettait de faire pratiquement ce que l'on voulait, c'est-à-dire quasiment n'importe quoi. Dans ce domaine nous avons hélas eu l'occasion de voir tout et n'importe quoi.
Contrairement à l'IR les transmissions HF étaient, et le sont toujours, soumises à des règlementations.
Ces bons prêcheurs, croyant répandre la bonne parole, ne manquaient pas d'arguments : faible consommation – on ne change jamais la pile de sa télécommande de téléviseur, c'est bien connu – faible directivité – même en visant le plafond «ça marche encore».
Si l'on ajoute à cela un faible encombrement et un coût des plus raisonnables, il n'y avait donc aucune raison pour que l'IR n'ait pas un bel avenir devant lui.
Une des premières percées industrielles des mini-systèmes de transmission IR fût appliquée aux systèmes d'ouverture des portes de nos automobiles. Tout utilisateur de ce genre de «bidule» a pu en mesurer les limites. Les mauvais fonctionnements sont fréquents et dûs en grande partie aux conditions climatiques : soleil, buée, givre.
Heureusement les modes passent. Les systèmes IR, notamment en automobile, sont progressivement remplacés par des systèmes HF.
Pour ces marchés, les volumes sont très importants et c'est un argument auquel les fabricants de composants ne savent pas résister.
En conséquence certains d'entre eux ont développé des composants spécifiques et ce sont ces composants qui vont nous intéresser.
Dans un tel système de transmission la destination finale : automobile, domotique, téléphonie, sécurité, n'a que peu d'importance. D'un point de vue électronique il s'agit simplement de transmettre une information. Le contenu du message à ce stade n'a que peu d'intérêt même s'il s'agit d'un ECG ou d'un code d'ouverture de porte.
Après ce long préambule historique nous pouvons entrer dans le vif du sujet : la conception d'émetteurs récepteurs à l'aide de résonateurs à ondes de surface.

Les différents fabricants

Nous avons jusqu'à présent dénombré quatre fabriquants de résonateurs à ondes de surface bien distribués en France : Siemens, Sanyo (Axess Technology), Murata et RFM. Pour chacun de ces fabricants l'origine est la suivante : Allemagne, Japon, Japon et USA.
Nous savons que la plupart d'entre vous éprouve souvent des difficultés



pour localiser les distributeurs. Nous allons donc vous aider au mieux.
Pour les composants Siemens on s'adressera de préférence à Sorelec. Sanyo est distribué par Axess Technology et RFM par Hypelec.
Pour Murata on s'adressera au réseau habituel de distribution de ce fabricant. Voilà en ce qui concerne le carnet d'adresses, revenons à l'électronique pour ne plus la quitter.

Comment concevoir un oscillateur

Pour concevoir un oscillateur, il faut commencer par choisir ce que l'on nomme le circuit oscillant. Le tableau de la **figure 1** récapitule les différentes options qui se présentent au concepteur.
Les lecteurs ne seront pas étonnés car ils connaissent les six structures proposées. Le tableau de la figure 1 donne en outre les avantages et inconvénients pour chacune des configurations. Pour les oscillateurs à quartz il faut préciser que si la réalisation d'oscillateurs en mode fondamental ne pose pas de problèmes, ceux-ci surgissent dès que l'on passe en partiel 5 ou 7.
Sans anticiper sur la suite de notre laïus, on comprend très bien que pour atteindre des valeurs de 225 MHz il faut obligatoirement, pour un oscillateur à quartz, opter pour le partiel 7, ce qui équivaut à un mode fondamental proche des 30 MHz fatidiques.
Rares sont les tailleurs de quartz qui acceptent de fabriquer un quartz 225 MHz en partiel 7. Il y a quelques années seul KVG avait accepté de réaliser pour nous un quartz 224,1 MHz en partiel 7.
Les oscillateurs L-C sont difficilement utilisables s'ils ne sont pas stabilisés. Leur emploi doit être réservé aux cas où la largeur de bande est très grande devant la dérive de l'oscillateur : TV en modulation d'amplitude ou en modulation de fréquence. Dans le cas de l'émetteur il n'y a donc aucune stabilisation et dans le récepteur, l'oscillateur local peut être asservi par une commande automatique de fréquence.

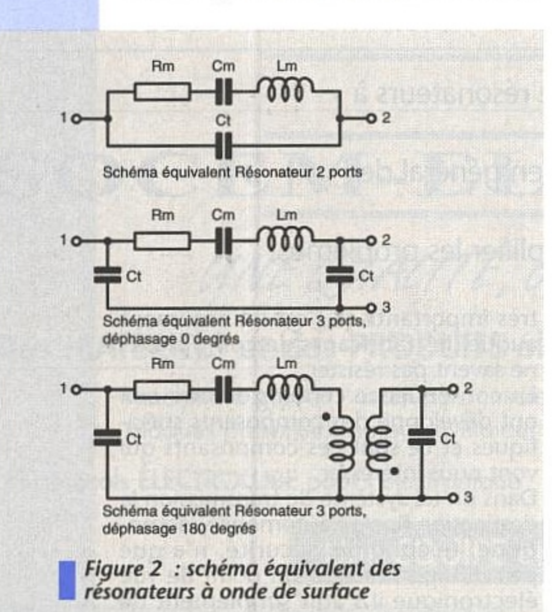


Figure 2 : schéma équivalent des résonateurs à onde de surface

	Avantages	Inconvénients
Circuit résonant LC	Ajustable	Faible stabilité Vieillissement
Quartz	Haute stabilité	Fréquence fondamentale jusqu'à 25 MHz pour des fréquences plus hautes, coût plus élevé. Un seul canal
PLL	Plusieurs canaux	Consommation en courant Encombrement
Résonateur à ondes de surface	Stabilité Fréquence fondamentale 200 → 1000 MHz Faible coût Faibles dimensions	Tolérance +/- 75 kHz Un seul canal
Résonateur céramique coaxial	400 MHz → 2,5 GHz	
Résonateur diélectrique	1 GHz → 2,5 GHz	

Figure 1 : avantages et inconvénients de différentes structures d'oscillateurs.

Cette option n'est pas envisageable pour des cannaux étroits : quelques kHz ou dizaines de kHz.
Si l'on souhaite utiliser un oscillateur L-C il devra donc être stabilisé. Le PLL est la seule solution. Si les critères d'encombrement et de prix sont des critères primordiaux le PLL est simplifié au maximum : diviseur fixe et quartz sur mesure. Cette solution est applicable avec, par exemple, un circuit intégré PLESSEY : SP5070.
Noter que la consommation augmente d'environ 40 mA et qu'il faut prévoir le circuit intégré, un quartz de référence et quelques composants externes. En contrepartie la fréquence de sortie est stable et précise. Finalement l'oscillateur peut être modulé soit en amplitude soit en fréquence.
Au tableau de la figure 1, il apparaît donc clairement que les résonateurs à ondes de surface constituent un bon compromis. Ce type de résonateurs a bien sûr des avantages mais aussi un inconvénient majeur : le manque de précision sur le calage. Ceci se traduit par une fréquence centrale connue à plus ou moins 75 kHz.
La précision relative à 225 MHz vaut environ $3x10^{-4}$ et peut être comparée avec celle d'un quartz, bien souvent cent fois meilleure.
Nous verrons que, comme avec un quartz, il est très difficile de décaler un oscillateur à résonateur à ondes de surface. Ceci interdit pratiquement la modulation de fréquence.

Schéma équivalent du résonateur

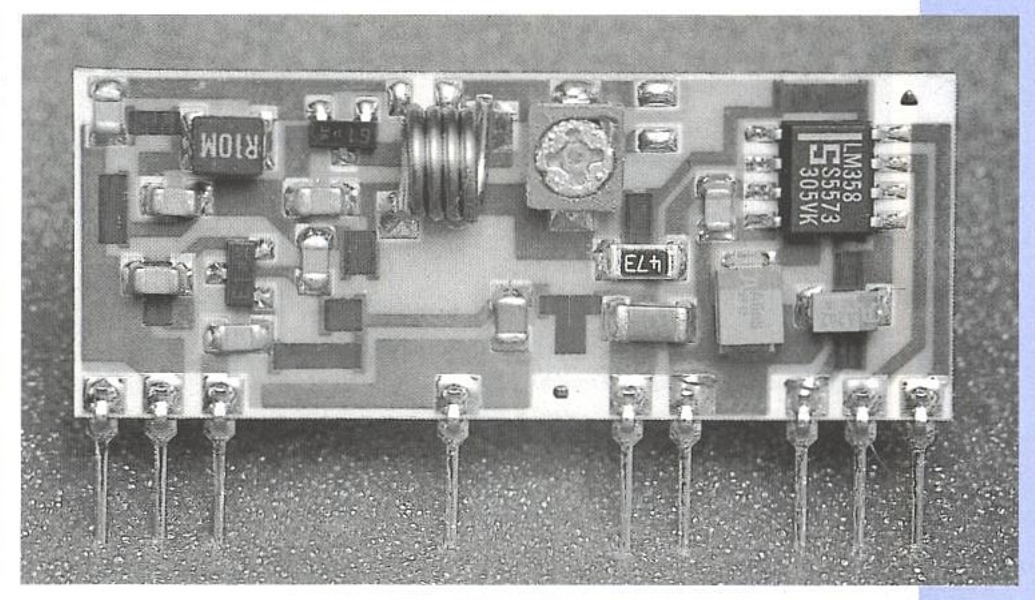
Il n'y a pas un schéma équivalent mais TROIS schémas qui sont réprésentés à la **figure 2**.
Cette différence est due uniquement à la manière de réaliser les connexions internes. C'est donc un choix délibéré du fabricant.
Ce choix détermine l'application du composant.
Un des premiers problèmes rencontrés par les utilisateurs provient justement de ces trois schémas, du manque de compréhension quant au shéma équivalent à utiliser.
A la figure 2, le premier schéma équivalent est un schéma dit 2 ports, entendez par là qu'il n'y a que deux fils, comme un quartz.
Le schéma équivalent est d'ailleurs le même que pour un quartz.
Tous les schémas d'oscillateurs à quartz seront donc directement transposables pour les résonateurs à onde de surface 2 PORTS et seulement 2 PORTS. La seule différence entre ces deux types d'oscillateurs, nous l'avons déjà vue dans le tableau de la figure 1, provient de la possibilité de travailler en mode fondamental jusqu'à 1 GHz avec les résonateurs. Pour mémoire les quartz sont limités à 30 MHz.
Comme pour le quartz la fréquence d'oscillation est déterminée par les composants Lm et Cm et le facteur de surtension Q par Lm Cm et Rm.
Les deux autres schémas équivalents sont dits 3 PORTS.
Ce schéma se distingue du premier par le fait que nous n'avons plus deux fils mais trois.
Dans ces cas nous n'avons plus à faire à un dipole mais à des quadripoles. Ceci signifie que le résonateur est assimilable à un filtre, comportant une entrée, une sortie et un point commun qui peut être la masse mais ce n'est pas la solution unique.
Premier commentaire important, le résonateur à ondes de surface sera utilisé soit comme un filtre soit comme un quartz. Cette caractéristique est très importante car l'application en tant que filtre est bien souvent passée sous silence bien qu'elle soit presque aussi importante que l'oscillateur.
Pour compliquer les choses il existe deux types de résonateurs 3 PORTS : les résonateurs dit 0 degré et les résonateurs dits 180 degrés. Cette distinction est une fois de plus due aux fabricants et à la manière de connecter les transducteurs internes.
D'un point de vue électrique cette différence se traduit par une inversion ou pas de phase lorsque le composant est monté en quadripole entre un générateur et une charge.



Contrairement aux résonateurs 2 PORTS il n'y a pas de transposition avec les oscillateurs à quartz. Nous reverrons cela plus tard avec une collection de schémas d'applications issue des documentations des fabricants.
La plupart du temps les futurs utilisateurs sont troublés par la multitude de schémas provenant justement de ces différentes configurations internes. Le trouble peut aussi s'épaissir lorsque l'on est en présence d'un résonateur 3 PORTS déphasage 0 degré utilisé comme un résonateur 2 PORTS en connectant par exemple les broches 2 et 3 ensembles.
Dans le cas des résonateurs 3 PORTS il n'y a bien sûr aucune ambiguité quant à l'emploi en filtre passe bande. En géneral la perte d'insertion est voisine de 6 dB dans un système 50 ohms ce qui exclut pratiquement le positionnement en tête d'un récepteur.
Si le résonateur 3 PORTS prend place dans un oscillateur, il est capital de savoir s'il s'agit d'un résonateur 0 degré ou 180 degrés.
Un circuit oscillant avec un résonateur 3 PORTS 0 degré ne pourra pas osciller si le résonateur est remplacé par son homologue 180 degrés : la réaction ne pouvant évidemment pas être assurée.
Lorsque vous achetez un quartz, vous êtes en droit de savoir s'il s'agit d'un mode fondamental ou d'un partiel, et si c'est un partiel de quel rang. Au même titre pour un résonateur à ondes de surface il vous faut absolument savoir à quelle famille il se rattache : 2 PORTS ou 3 PORTS 0 degré ou 180 degrés.
Le nom du fabricant et la fréquence centrale sont des éléments importants mais insuffisants. Si la distinction entre les types 2 et 3 ports est assez facile à faire, il en est tout autrement pour le déphasage.
La solution, brutale mais radicale, passe par le câblage de deux oscillateurs prototype 0 et 180 degrés.

Les oscillateurs avec résonateurs 2 ports

Nous allons maintenant passer en revue plusieurs solutions proposées directement pas les constructeurs. Certains schémas pourraient, à tort à notre avis, être pris comme du prêt à pomper. Quoi qu'il en soit vous voilà prévenus. Il est évident qu'avant d'envisager une fabrication il faut avant tout réfléchir et effectuer des essais sérieux.
Le premier schéma d'application est donné à la **figure 3** et sa provenance est Siemens.
Cet oscillateur met en service soit un résonateur 2 ports soit un résonateur 3 ports 0 degré avec 2 ports connectés ensembles. Comme nous vous l'avons précisé précédemment ce premier schéma est directement dérivé d'un oscillateur à quartz. L'auteur de ce schéma l'a dédié à un micro émetteur. Pour cette raison on reconnaît facilément l'entrée modulation qui reçoit des signaux logiques d'amplitude 0-6V.
Grâce à cette entrée modulation, l'oscillateur est alternativement mis en ou hors service. Il s'agit alors d'une modulation d'amplitude un peu particulière que l'on a l'habitude de nommer OOK, on-off keying, ou tout ou rien.
La puissance de sortie est dissipée par une antenne imprimée. Il y aurait beaucoup à dire sur ce type d'antenne mais nous allons nous limiter au strict essentiel.
Une antenne imprimée est constituée d'une spire imprimée de faibles dimensions vis-à-vis de la longueur d'onde. Il est évident que cette antenne est , d'un point de vue miniaturisation, plus intéréssante qu'une antenne quart d'onde ou un dipôle. Pour arriver à cette réduction de la taille, le prix à payer est des performances médiocres. Même si la spire imprimée est adaptée au mieux, le gain de l'antenne pourra difficilement dépasser -12 dB.
On peut retenir qu'une antenne imprimée sera environ 100 fois moins bonne qu'une antenne dipôle accordée. Le facteur 100 se répercute comme un facteur 10 sur la portée... et c'est le paramètre qui vous intéresse le plus, n'est ce pas !
Comme d'habitude tout est affaire de compromis. Coût, miniaturisation et performances sont extrêmement liés et il est hélas impossible de gagner sur tous les tableaux.
Le schéma de la figure 3 exploite un transistor Siemens BF 517 mais d'autres types peuvent convenir. Le point de polarisation peut aussi être modifié pour augmenter ou diminuer la puissance de sortie.



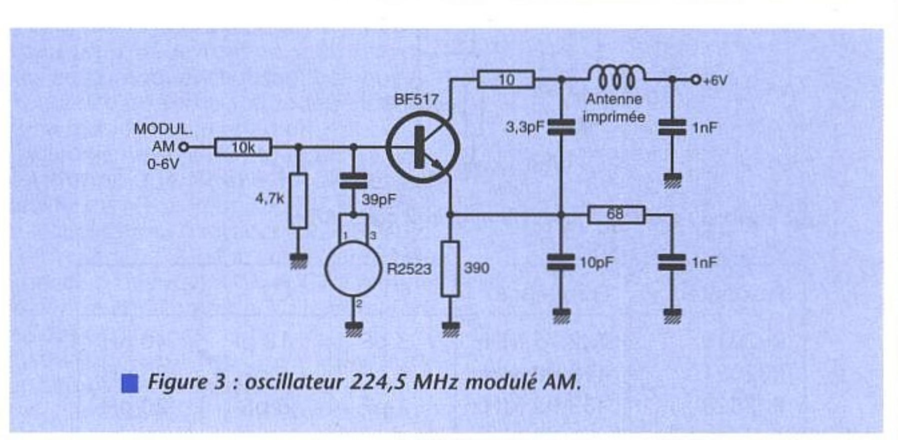


Figure 3 : oscillateur 224,5 MHz modulé AM.

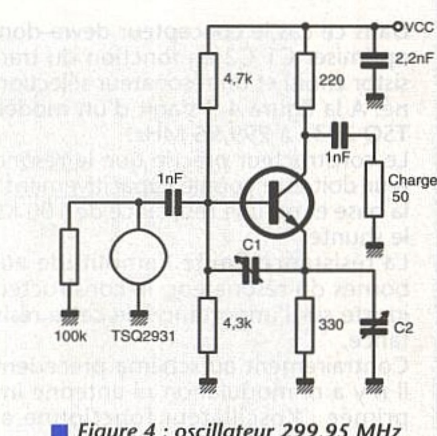


Figure 4 : oscillateur 299,95 MHz résonateur 2 ports

Ce schéma est adapté à un résonateur R2523 et les condensateurs de 3,3pF et 10pF assurent la réaction.
Si l'on place un autre résonateur, fabricant différent ou fréquence différente, les valeurs des condensateurs seront modifiés.
Si la modulation n'est pas requise, l'entrée est maintenue en permanence à l'alimentation.
Le deuxième schéma d'application est signé Sanyo et est donné à la **figure 4**. Sur ce schéma le transistor n'est pas spécifié ainsi que les condensateurs assurant la réaction C1 et C2. Ce schéma est très intéressant car il met en évidence ce que nous avions signalé au préalable : il reste un travail de conception.



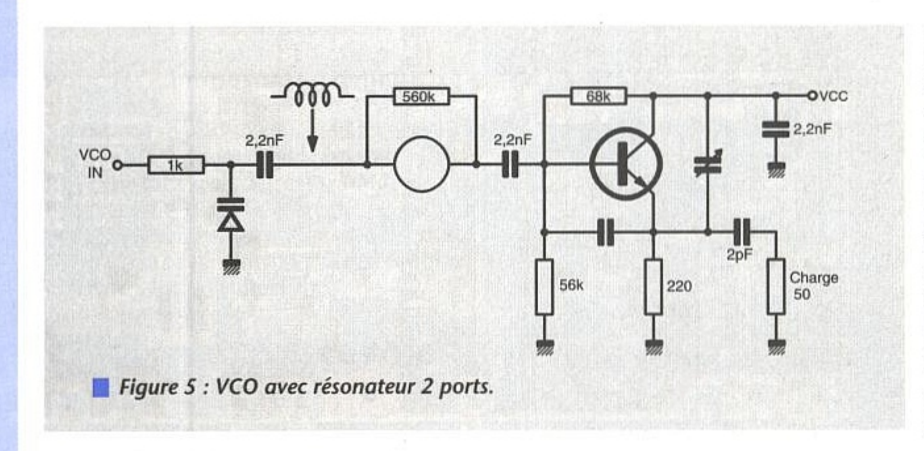


Figure 5 : VCO avec résonateur 2 ports.

tenne imprimée et entrée modulation. Les élément fournis par le constructeur sont un peu plus précis car toutes les valeurs sont précisées pour trois fréquences entre 224 MHz et 433 MHz. Il est aussi possible de faire fonctionner l'oscillateur en permanence et de prélever le signal de sortie soit sur l'émetteur soit sur le collecteur. L'utilisation est envisageable soit en émetteur,soit en pilote d'émetteur soit en oscillateur local.

Nous terminerons le survol des oscillateurs équipés de résonateurs 2 ports avec trois schémas signés Murata : **figures 7, 8 et 9**.

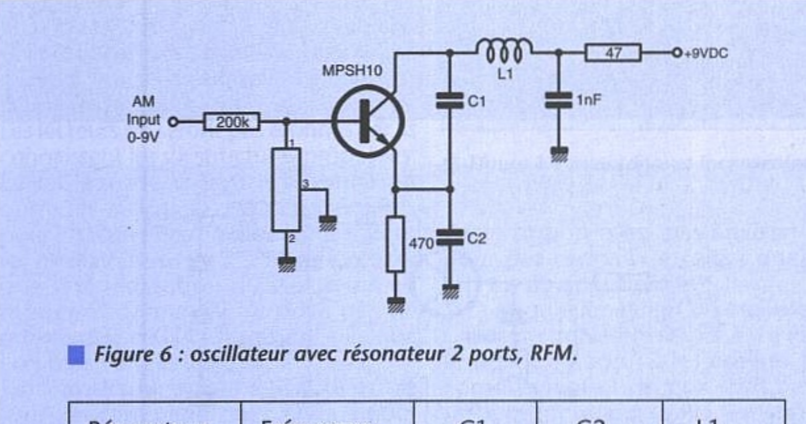


Figure 6 : oscillateur avec résonateur 2 ports, RFM.

Résonateur	Fréquence	C1	C2	L1
R02018	222,75 MHz	3 pF	18 pF	40 nH
R02021	418,00 MHz	1 pF	6 pF	25 nH
R02023	433,92 MHz	1 pF	6 pF	20 nH

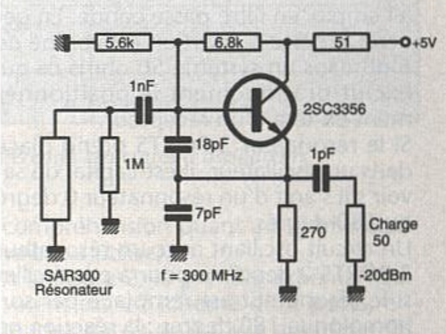


Figure 7 : f = 300MHz
résonateur SAR 300 OMB 40x2520

Dans ce cas le concepteur devra donc optimiser C1 C2 en fonction du transistor choisi et du résonateur sélectionné. A la figure 4 il s'agit d'un modèle TSQ 2931 à 299,95 MHz.

Le constructeur précise que le résonateur doit être couplé capacitivement à la base et qu'une résistance de 100 KΩ le shunte.

La résistance limite l'amplitude aux bornes du résonateur, le constructeur insiste sur l'importance de cette résistance.

Contrairement au schéma précédent, il n'y a ni modulation ni antenne imprimée : l'oscillateur fonctionne en permanence et la puissance est recueillie aux bornes d'une résistance Rs 50 ohms.

Cette configuration est apte à être utilisée soit pour un émetteur soit pour l'oscillateur local d'un récepteur.

En cas de modulation, seule la modulation d'amplitude peut être envisagée, comme précédemment, en commutant alternativement l'oscillateur : en ou hors service.

Pour une modulation de fréquence on devra avoir recours à une autre configuration : celle de la **figure 5**.

Avec ce schéma nous sommes toujours en présence d'un résonateur 2 ports connecté entre la base du transistor et la masse. En modifiant légèrement le couplage entre le résonateur et la masse, la fréquence d'oscillation est très légèrement modifiée. Nous sommes donc en présence d'une modulation de fréquence .

Cette modulation correspond à un indice très faible : l'excursion en fréquence ne pouvant être supérieure à quelques kHz au maximum.

Cette limitation est due au très fort coefficient de surtension du résonateur.

Qui dit faible indice de modulation : m dit très faible avantage vis-à-vis de la modulation d'amplitude. L'amélioration se chiffre avec le carré de m. Pour cette raison, les oscillateurs à résonateur à ondes de surface modulés en fréquence ne sont, dans la pratique, que très peu utilisés.

Dans les systèmes de communication ou transmission à faible puissance, il est courant de travailler avec des rapports S/B extrêmement faibles. Avec ces rapports nous sommes en-dessous du seuil FM et la modulation d'amplitude présente alors un double avantage : simplicité de réalisation, faible coût et meilleure qualité de transmission.

Il existe malgré tout une solution pour augmenter la déviation de fréquence : intercaler une self supplémentaire en série avec le condensateur de 2,2 nF. Cette solution est économique dans la génération d'une sous-porteuse par exemple. Mais nous insistons sur ce point, la modulation FM n'est qu'une infime partie des applications des résonateurs.

Continuons notre survol des schémas avec celui de la **figure 6** issu des documents fournis par RFM. Ce schéma est très voisin de celui de la figure 3 : an-

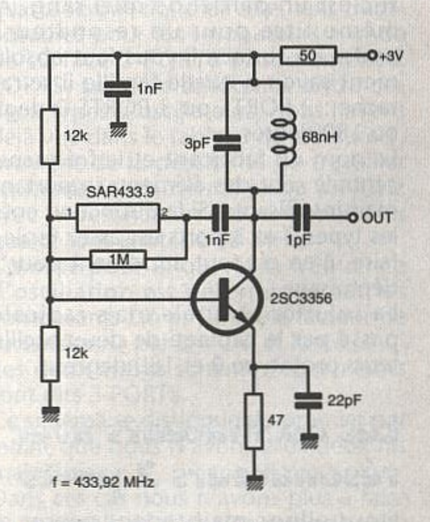


Figure 8 : f = 433,92 MHz
résonateur SAR 433,9 MB 40x250

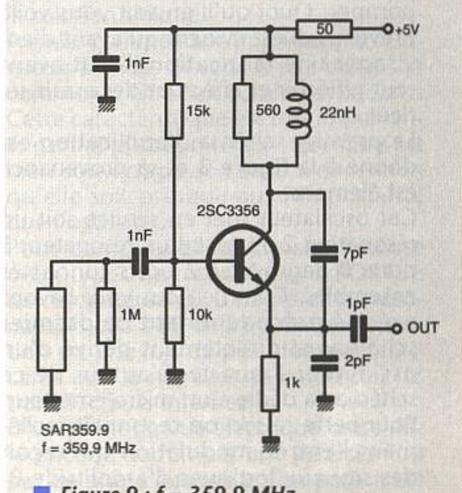
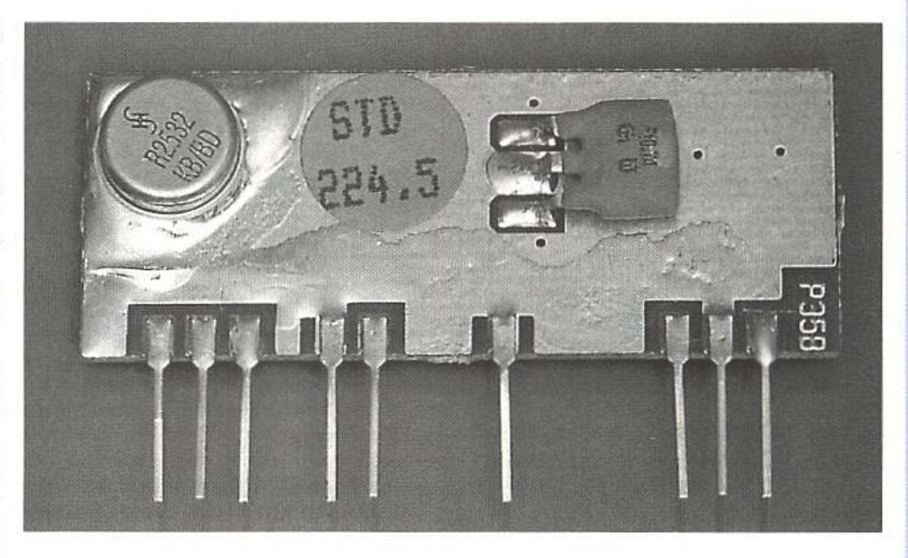


Figure 9 : f = 359,9 MHz
résonateur SAR 359,9 MB 40x250



Au schéma de la figure 7 la fréquence est figée par le résonateur à 300 MHz. Avec les éléments de polarisation, la puissance de sortie est faible : environ - 20 dBm. A l'évidence ce schéma est voué à être un pilote d'émetteur ou un oscillateur local. Il faut remarquer que les deux constructeurs japonnais préconisent la mise en place d'une résistance aux bornes du résonateur.
On augmentera la puissance de sortie en changeant soit le point de polarisation soit le transistor, soit les deux.
Le schéma de la figure 8 présente une originalité par rapport à ceux que nous venons de découvrir car le résonateur est placé entre la base et le collecteur. Ce circuit se contente d'une faible tension d'alimentation et la consommation est réduite. Par ailleurs, un soin particulier a été apporté à la réjection des harmoniques car le concepteur avait inclus la pureté spectrale dans son cahier des charges.
Cette pureté n'est obtenue qu'en plaçant un circuit accordé sur la fréquence de travail dans le collecteur. L'inconvénient majeur pour cette structure consiste en une opération de réglage impérative soit de la self de 68 nH soit du condensateur de 3 pF.
Hélas pour un système à très faible coût devant être produit en importantes quantités, un réglage fin peut se révéler complètement incompatible avec les impératifs de prix.
Le schéma de la figure 9 présente le même inconvénient : réglage de la self de 22nH ou de l'un des condensateurs 2 ou 7pF.
Cet exemple est donné avec un résonateur à 359,9 MHz mais la structure est adaptable à d'autres fréquences en modifiant la self et les deux condensateurs 2 et 7 pF.
Vous possédez maintennant un bel échantillonnage de schémas d'oscillateurs à ondes de surface 2 ports. Nous allons passer aux schémas mettant en oeuvre les résonateurs 3 ports.



Les oscillateurs avec résonateurs 3 ports

Le premier schéma est donné à la **figure 10**. Il est issu des documents Sanyo. Le résonateur est employé comme un quadripôle qui s'intercale entre le collecteur et la base.
On remarquera la présence de deux éléments passifs L et C qui modifient le déphasage à la fréquence de travail et permettent la réaction et donc le démarrage des oscillations.
La présence d'un ou deux réseaux - adaptation et déphasage-de part et d'autre du résonateur 3 ports est caractéristique de celui-ci.
La mise au point d'un tel oscillateur est légèrement plus délicate que son homologue à version 2 ports.
Le risque le plus important est une oscillation L, C voisine, mais différente, de la fréquence de résonance.
Pour s'assurer que le circuit oscille bien sur la fréquence de résonance du résonateur à ondes de surface et non sur une fréquence voisine il suffit en général de diminuer légèrement la tension d'alimentation. Si la fréquence de sortie évolue en même temps que la tension d'alimentation, les circuits d'adaptation et déphasage ne sont pas appropriés, ils devront donc être modifiés en conséquence jusqu'à ce que la fréquence de sortie soit indépendante de la tension d'alimentation.
Le deuxième schéma, toujours Sanyo, est donné à la **figure 11**. Il met en œuvre un résonateur TSQ 2211 dédié aux applications françaises à 224,5 MHz. Le circuit L2, C2 est accordé sur la fréquence d'utilisation. L1 et C1 assurent le déphasage correct pour le démarrage des oscillations.
Jusqu'à présent tous les oscillateurs que nous avons passés en revue sont bâtis autour d'un transistor courant. Ceci s'explique par une recherche, coûte que coûte, du plus bas prix.

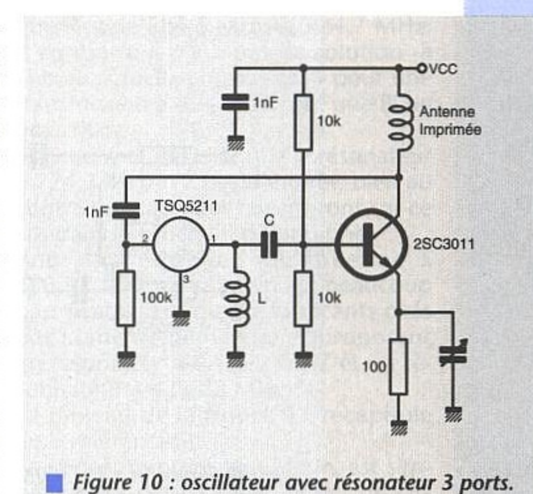


Figure 10 : oscillateur avec résonateur 3 ports.

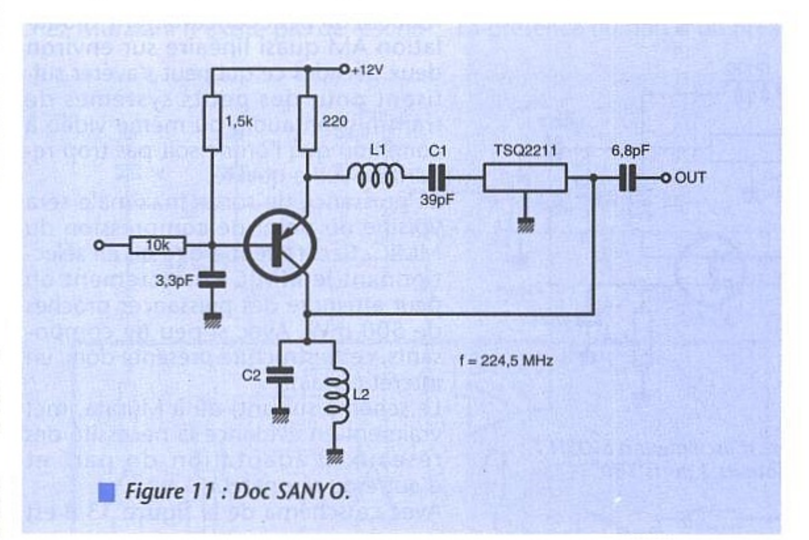


Figure 11 : Doc SANYO.

Le schéma de la **figure 12** est original car c'est un MMIC Avantek ou Mini-Circuits qui oscille.
Cette structure présente au moins trois avantages : simplicité de mise en œuvre, puissance de sortie importante et facilité de modulation de la puissance de sortie.
Si l'on ajoute que le nombre de composants est assez réduit, cette structure a donc tout pour séduire et permettre la réalisation rapide de prototypes.
En agissant sur la polarisation, courant de polarisation du MMIC, on peut aisément paramétrer la puissance de sortie. Avec un transistor de commande supplémentaire dans le circuit de pola-

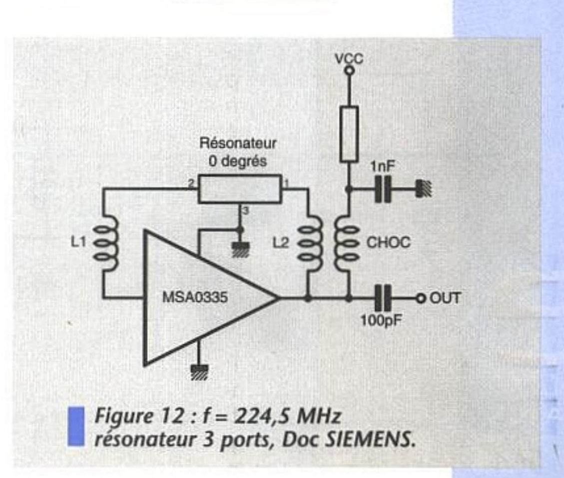


Figure 12 : f = 224,5 MHz résonateur 3 ports, Doc SIEMENS.

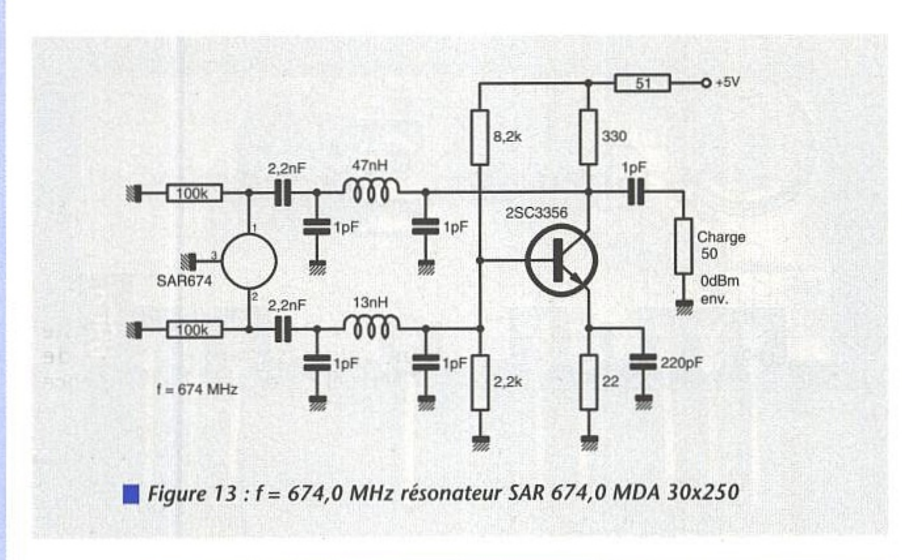


Figure 13 : f = 674,0 MHz résonateur SAR 674,0 MDA 30x250

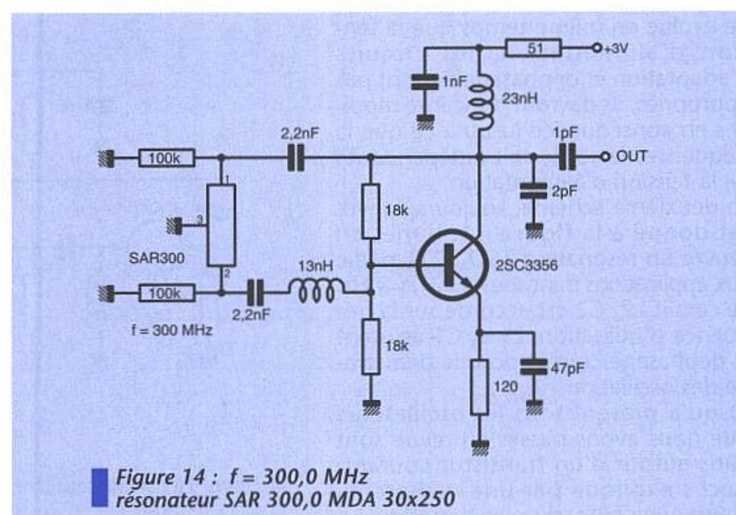


Figure 14 : f = 300,0 MHz
résonateur SAR 300,0 MDA 30x250

+15V
CHOC
100pF
1k
470pF
Résonateur
180 degrés
L2
2,5-
10pF
50
3,9k
L1
+3dBm
470pF
470pF
3SK102
5,1k
510

Figure 15 : structure d'oscillateur à MOSFET adaptés aux résonateurs 3 ports 180°

risation, on peut concevoir une modulation AM quasi linéaire sur environ deux décades ce qui peut s'avérer suffisant pour des petits systèmes de transmission audio ou même vidéo à condition que l'on ne soit pas trop regardant sur la qualité.

La puissance de sortie maximale sera voisine du point de compression du MMIC. Ceci revient à dire qu'en sélectionnant le MMIC correctement on peut atteindre des puissances proches de 500 mW. Avec si peu de composants, cette structure présente donc un interêt certain.

Le schéma suivant, dû à Murata, met vraiment en évidence la nécessité des réseaux d'adaptation de part et d'autre du résonateur.

Avec ce schéma de la **figure 13** il est possible de disposer de 0 dBm 1mW, sur une charge de 50 ohms et ceci bien que la fréquence vaille 674 MHz. Bien que ce schéma puisse paraître complexe il n'en est rien et les condensateurs de 1pF pourront être constitués par des éléments de lignes ouvertes de faible impédance caractéristique.

Complétons notre panorama par le schéma Murata de la **figure 14**. Ici il n'est plus question de puissance mais plutôt de faible tension d'alimentation et faible comsommation.

La self de 23 nH résonne avec le condensateur de 2pF connecté entre collecteur et masse. Pour tirer le meilleur parti de cet oscillateur la self ou le condensateur doit subir un ajustement.

Le schéma de la figure 14 est parfaitement adapté à des applications domotiques : téléalarmes avec capteurs intelligents reliés par bus sans fils.

Nous en terminerons par deux structures proposées par CTI Siemens qui à notre avis ne doivent être prises que comme démonstrateurs et rien d'autre.

La première solution est donnée à la **figure 15**. Moyennant la présence d'un transistor FET double grille on fournit environ 2 mW à une charge de 50 ohms. Pour tirer le meilleur parti de cet étage il faut prévoir un réglage. Le concepteur précise, et nous avons pu le constater sur des maquettes prototypes, que les résultats en termes de bruit de phase ne sont pas fameux et que seul le coût est à mettre dans la colonne des actifs.

La deuxième solution est donnée à la **figure 16**. La structure est encore plus délicate que dans le cas précédent. Le transistor FET en gate commune aura un gain légèrement supérieur à 10 dB. Pour que le circuit puisse osciller, les pertes d'insertion du filtre devront donc être faibles. Les résonateurs ont une perte d'insertion, fonction du type et du fabricant, voisine de 6 à 8 dB. Il est donc fort possible que la reproductibilité, en tout cas à 433 MHz, ne soit pas suffisante pour envisager sérieusement une fabrication.

A des fréquences inférieures, les choses devraient s'arranger et il est préférable de se limiter à 200 MHz avec des JFET.

Vous avez, désormais, une schémathèque qui doit vous permettre de résoudre les cas les plus variés et les plus compliqués. Avant de sélectionner l'oscillateur, il vous faudra jeter votre dévolu sur un résonateur particulier.

Pour passer à la conception de l'oscillateur garder en mémoire les caractéristiques de ce composant : fréquence centrale bien sûr mais aussi précision sur le calage de la dite fréquence et perte d'insertion pour les modèles trois ports.

Les catalogues des quatre fournisseurs qui nous ont permis de rédiger cette compilation permettent de réaliser des systèmes de transmission sur les fréquences autorisées en France : 224,3MHz 224,5MHz et 224,7MHz mais bientôt aussi 433 MHz.

Attention car chaque fabricant ne dispose en général pas de toute la panoplie nécessaire. Chez Siemens par exemple on trouve 224,3 MHz et

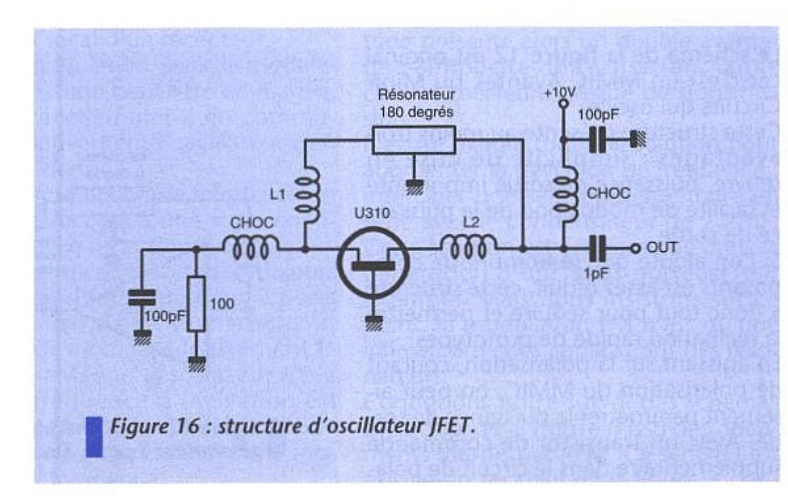


Figure 16 : structure d'oscillateur JFET.

	433,92 MHz	423,22 MHz
Siemens	R 2632 3 ports	R 2531 3 ports
Sanyo	TSQ 4311 3 ports	TSQ 4212 3 ports
Murata	SAR 433,9 MB 40 x 250 2 ports SAR 433,9 MDA 30 x 250 3 ports	SAR 433,2 MB 40 x 250 2 ports SAR 433,2 MDA 30 x 250 3 ports
RFM	RO 2101	RO 2102

Figure 17 : disponibilité des résonateurs à ondes de surface pour une liaison à 433,92 MHz norme ETSI avec FI à 10,7 MHz.

224,5MHz, 224,5 et 224,7 pour RFM et Sanyo et les trois fréquences chez Murata.
Attention encore car ceci ne signifie ni compatibilité électrique ni compatibilité mécanique. La seule compatibilité qui peut exister concerne la fréquence centrale, très rarement le nombre de ports ou la tolérance sur le calage de la fréquence.
Tous ces fabricants proposent évidemment des résonateurs pour la fréquence européenne 433,92 MHz.
Le problème se corse pour la conception du récepteur.
Dans un premier temps tous les concepteurs, y compris les ingénieurs d'application, ont opté pour des récepteurs fonctionnant sur le principe de la super-réaction remise au goût du jour et plus ou moins stabilisés par des résonateurs à onde de surface.
Avec ce type de récepteurs l'inconvénient majeur réside dans une importante réémission de l'oscillateur local qui fonctionne hélas et par principe à la fréquence à recevoir.
Ce procédé interdit le fonctionnement simultané de plusieurs récepteurs, même en veille, puisque chaque récepteur reçoit les oscillateurs locaux de tous ses confrères.
Aujourd'hui il semble impossible de faire homologuer un récepteur à super-réaction, et il faut s'en féliciter. Ce cas étant rejeté on se tourne classiquement vers des récepteurs à un changement de fréquence.

Récepteur à un changement de fréquence

Expliquer à un spécialiste de microcontrôleurs qu'un récepteur recevant une fréquence f doit générer localement une fréquence f+fi ou f-fi est une expérience intéressante. Cela tient presque de l'illumination ou de la révélation. Nous savons que pour les électroniciens familiarisés avec les transmissions, ces règles sont classiques et les rappels suivants ne s'adressent pas à eux .
La fréquence de l'oscillateur local est donc décalée d'une valeur que l'on appelle fréquence intermédiaire que l'on notera FI .
Certaines valeurs de FI sont quasiment standard, dans le cas qui nous intéresse des valeurs de 455 kHz ou 10,7 MHz sont parfaitement applicables.

FI = 10,7 MHz
Prenons le cas des fréquences autorisées en France - norme 1542. La fréquence la plus fréquemment employée est 224,5 MHz, pour l'oscillateur local nous avons donc deux solutions si l'on sélectionne FI = 10,7 MHz.
Première solution, l'oscillateur local est inférieur à la fréquence à recevoir,il vaut donc 213,8 MHz.
Pour répondre à ce problème les constructeurs proposent des résonateurs céramique à des fréquences décalées. Pour la fréquence 213,8 MHz Siemens dispose du modèle R2637 calé à + ou - 65 kHz.
Quant à Sanyo il s'agit du type TSQ 2111 avec le même calage.
Ces deux modèles sont sous certaines conditions compatibles tant mécaniquement qu'électriquement.
Cette compatibilité a été décrite dans un précédent article consacré à la description d'un système de transmission audio à 224,5MHz.
Chez Murata il n'existe pas de résonateur calé sur 213,8 MHz mais un résonateur calé sur 224,5 + 10,7 MHz soit 235,2 MHz. Ce composant est référencé SAR235.2MB40X200.
Que la fréquence de l'oscillateur local soit inférieure ou supérieure à la fréquence à recevoir ne change rien au système, les deux solutions sont identiques.
Chez RFM, bien que les résonateurs soient disponibles à 224,3 MHz 224,5 MHz et 224,7 MHz il n'existe qu'un seul résonateur décalé de 10,7 MHz et est destiné à la fréquence de 224,7 MHz.
Pour l'émetteur à 224,7 MHz on a recours au modèle RO2108 et pour le récepteur au type RO2080.
En choisissant bien le résonateur et le fabricant, on peut donc réaliser des systèmes de transmission sur les fréquences de 224,5 MHz et 224,7 MHz.
A contrario il n'y a pas de solution -à l'heure actuelle en tous cas - pour une transmission à 224,3 MHz et une FI de 10,7 MHz.
Ceci ne veut pas dire que le résonateur à 224,3 MHz n'a pas d'interêt, bien au contraire, mais nous reviendrons sur ce cas dans le prochain paragraphe.
Pour la fréquence européenne à 433,92 MHz, la solution est beaucoup plus simple. Les quatre fabricants cités ont la même démarche et proposent un résonateur à 433,92 MHZ et un résonnateur à 423,22 MHz.
Le tableau de la **figure 17** récapitule les 8 références.
La conception des récepteurs est simplifiée. Il suffit de sélectionner un circuit intégré ad-hoc : NE 605 par exemple ou MC3356.
La présence ou non d'un préamplifica-

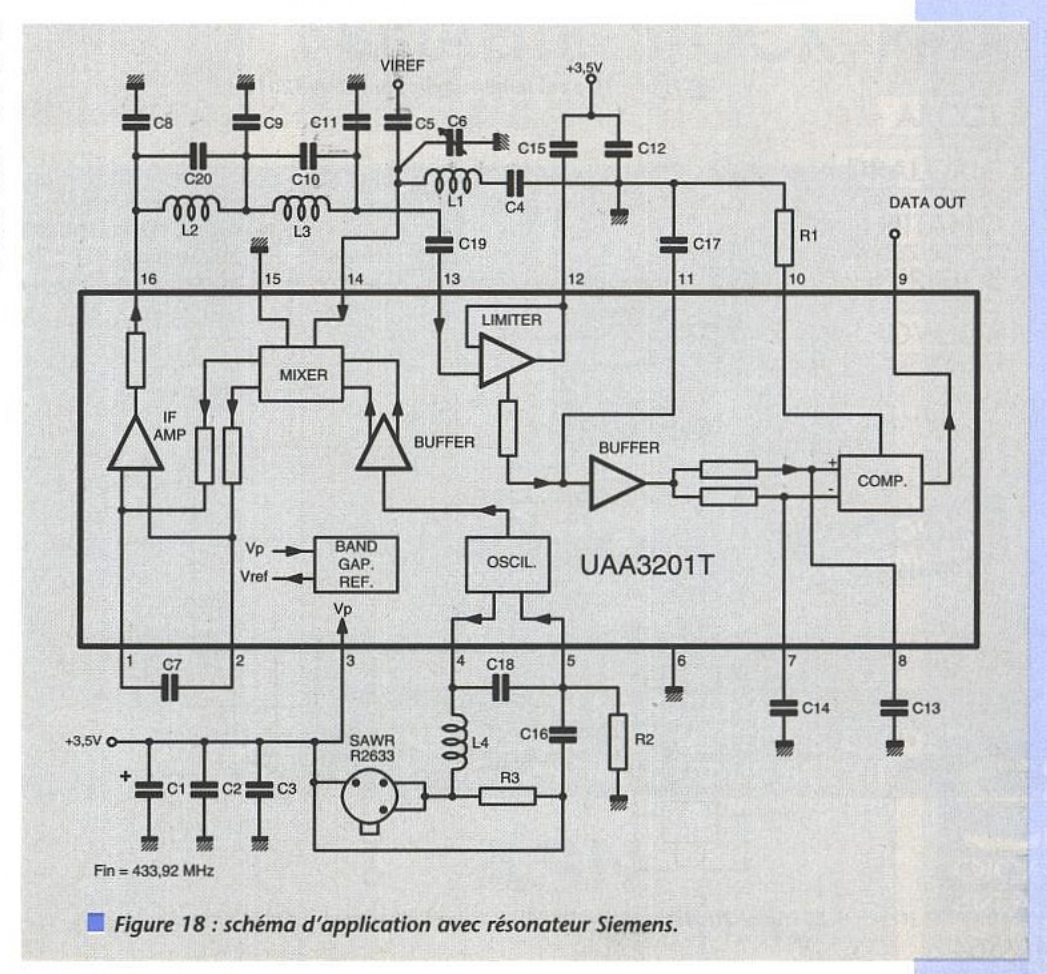


Figure 18 : schéma d'application avec résonateur Siemens.

teur d'entrée et d'un filtre réjecteur de fréquence image relève du choix du concepteur et du compromis performances / prix.
Pour le filtre d'entrée, RFM a une nette longueur d'avance sur ses concurrents et propose des filtres spécifiques avec de très faibles pertes d'insertion.
Ces filtres sont référencés RF1191 à 224,7MHz et RF 1172 à 433,92 MHz. Ils peuvent être utilisés avec une quelconque valeur de FI.
Pour les trois autres constructeurs les pertes d'insertion des résonateurs 3 ports montés en filtre valent environ 8 dB et il faut plutôt prévoir deux étages d'amplification.
Une alternative consiste à employer, comme nous l'avions fait dans notre système de transmission audio, un filtre helicoïdal.
Avec ce filtre, qui présente malgré tout une perte d'insertion de 3 à 4 dB, l'inconvénient majeur réside dans l'encombrement.
La largeur de bande est de quelques MHz pour un filtre hélicoïdal, il est donc tout à fait conseillé pour une FI à 10,7 MHz, la fréquence image se situant à 21,4 MHz, mais il n'est d'aucun secours pour des FI plus étroites : 500 kHz . C'est d'ailleurs le cas que nous allons traiter pour finir.

FI = 500 kHz

Philips a conçu un circuit intégré spécialisé, récepteur pour transmission de données, modulation d'amplitude, pour des fréquences incidentes comprises entre 100 et 500 MHz. Ce circuit est référencé UAA 3201 T et nous avons déjà eu l'occasion de vous en parler.
Bien que tout soit fait pour faciliter la tâche des concepteurs, ceux-ci rencontrent bien des problèmes au moment du choix lorsqu'il faut associer fréquence de transmission, fréquence FI, présence ou non des filtres d'entrée.
Le circuit Philips UAA 3201 T est initialement prévu pour la fréquence ETSI 433,92 MHz avec une FI de 500 kHz. Pour l'oscillateur local, les concepteurs ont le choix entre RFM et Siemens avec des résonateurs à 433,42 MHz pour RFM et 434,32 pour Siemens.

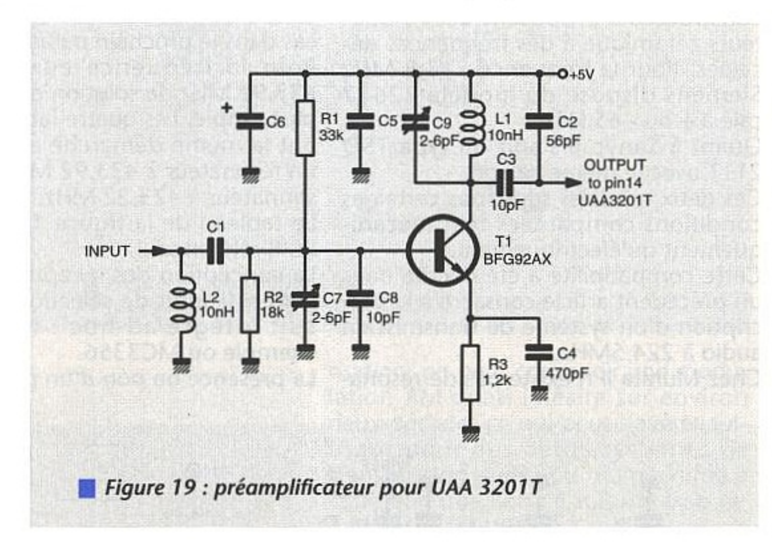


Figure 19 : préamplificateur pour UAA 3201T

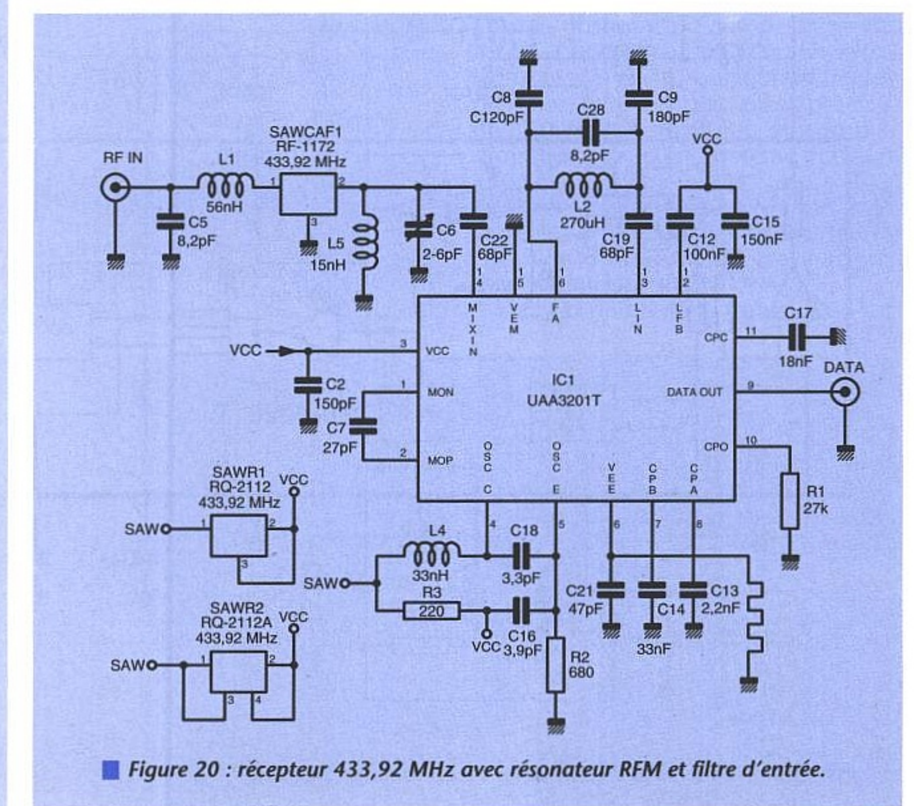


Figure 20 : récepteur 433,92 MHz avec résonateur RFM et filtre d'entrée.

Avec le composant RFM RO 2112 la FI vaut 500 kHz et avec le composant Siemens R2633, la FI vaut 400 kHz. Cette différence n'est pas très importante et ne change rien au principe.
Le premier schéma d'application de l'UAA 3201 T est donné à la **figure 18**, il utilisait des résonateurs Siemens.
Pour améliorer la sensibilité, on propose le schéma de préamplificateur de la **figure 19**.
Ce préamplificateur, bien que sélectif-accord par L1 et C2- ne rejette pas suffisamment la fréquence image.
Comme d'habitude nous sommes en présence d'une difficulté pour laquelle il n'y a pas de remède miracle mais simplement un compromis.
La question que tout concepteur doit se poser est la suivante : quelle est la fréquence image et est-elle vraiment gênante ?
Si la FI vaut 500 kHz, oscillateur à 433,42 MHz, la fréquence image est à 434,42 MHz.
Si la FI vaut 400 kHz , oscillateur à 434,32 MHz la fréquence image est à 433,52 MHz.
Peut-on être vraiment perturbé par ces fréquences ? Est-ce admissible ?
Que devrait-on faire pour apporter un remède ? Quel en est le prix ?
Les réponses orientent inévitablement le projet soit vers un produit simple et bon marché pour lequel on admet d'être éventuellement perturbé soit vers un produit très fiable ou aucune concession n'est faite sur le coût.
La décision, en général, ne relève pas du concepteur mais plutôt du type de marché auquel on s'attaque.
La plupart des PME, PMI intéressées par ce type de produits ne savent pas faire ce choix. Il ne s'agit pourtant que d'une étude comparative performance/prix.
Le schéma de la **figure 20** représente ce que l'on pourrait appeler la version haut de gamme, l'oscillateur local met en service un résonateur 433,42 MHz 2 ports ou 3 ports RO 2112 ou RO 2112A et un filtre d'entrée RF 1172 centré sur 433,92 MHz.
Bien que le circuit Philips ait été conçu pour la fréquence ETSI : 433,92 MHz, il est tout à fait envisageable de détourner sa destination initiale pour l'utiliser sur les fréquences françaises autour de 225 MHz.
L'utilisation des fréquences françaises appelle quelques réflexions complémentaires. Il peut être particulièrement intéressant de s'évader de la fréquence ETSI qui sera prochainement bien encombrée par toutes les télécommandes : voitures, portes de garage, téléalarmes, télémesure, etc.
Evidemment, l'information est codée et suffisamment protégée pour qu'il n'y ait pas d'interférence entre deux systèmes.
Le message est suffisamment long et «protégé»pour qu'il soit impossible d'ouvrir la voiture ou la porte de son voisin.
Cela parait clair, évident, voire limpide, mais hélas, et nous avons eu l'occasion de nous en rendre compte, ce n'est pas évident pour tout le monde.
En utilisant un circuit de codage-décodage connu comme le MM53200 le

fréquence d'émission	fréquence d'oscillateur local	résonateur pour oscillateur local	filtre d'entrée
224,3	223,9 224,7	* RFM ou Murata	résonateur 3 ports Siemens ou RFM
224,5	224,1 224,9	* *	résonateur Siemens ou Sanyo ou RFM ou Murata
224,7	224,3 225,1	Siemens ou RFM ou Murata *	RF 1191 RFM

Figure 21 : UAA 3201T avec FI 400 kHz et fréquence entre 224,3 et 224,7 MHz.

risque est faible mais existe. La trame étant connue, ce circuit ne peut pas apporter une sécurité suffisante.
La solution intelligente passe par l'élaboration d'un codage propriétaire, évidemment non divulgué. Un microcontrôleur type 87751 peut parfaitement faire l'affaire tant en codage qu'en décodage.
Nous nous sommes un peu écartés de notre problème initial qui était le choix des fréquences porteuses et des fréquences d'oscillateur local.
Nous avons vu qu'il était possible de disposer de résonateurs à 224,3 MHz 224,5 et 224,7 MHz.
D'autre part le circuit UAA 3201 T admet une fréquence intermédiaire de 1 MHz maximum environ. Si l'on opte pour une FI de 400 kHz, les résultats sont assez simples et résumés dans le tableau de la **figure 21**.
Il faut noter que la solution existe pour les fréquences les moins utilisées 224,3MHz et 224,7 MHz. Ceci peut être particulièrement intéressant en terme d'évasion de fréquence.
La meilleure protection vis à vis de la fréquence image est obtenue en travaillant à 224,7 MHz.
Curieusement il n'y a pas de solution immédiate pour la fréquence à 224,5 MHz qui est la fréquence la plus utilisée en France.
Avec ces quelques pages nous avons essayé de vous présenter un éventail de solutions pour des systèmes de transmissions à faible puissance, faible débit, faibles encombrement, consommation et coût.
Nous ne nous sommes intéressés qu'au sous-ensemble HF qui est en général la préocupation majeure des concepteurs et aussi leur bête noire.
En réunissant les différents catalogues de différents constructeurs, nous avons démontré qu'il était assez facile de moduler un système :
tant sur la fréquence porteuse que sur les performances.
Ne vous imaginez pas que votre travail est fini, bien au contraire.
Même si vous optez pour une des structures que nous vous proposons, il vous reste encore quelques paramètres à figer : puissance d'émission, protocole d'échange, etc.
A partir de ce moment et seulement à ce moment vous pourrez commencer à établir un bilan de liaison et à utiliser un terme que nous n'aimons pas beaucoup : la portée.
Dans ce bilan de liaisons vous n'oublierez pas de tenir compte du gain des antennes -émission et réception-.
Avec des antennes imprimées, les résultats seront évidemment moins bons qu'avec des antennes fouet ou dipôles.
Finalement avant d'annoncer, avec fierté, un résultat sur la portée, n'oubliez pas de préciser les conditions de mesure et chiffrer le TAUX D'ERREUR BIT.
Une portée seule ne veut rien dire. A une distance donnée, comment le message émis est-il altéré ? Il est bon à 99,99% ou bon à 10 %.
Si pour un matériel quelconque le fabricant donne une valeur de portée sans précision supplémentaire, vous serez en droit de vous poser quelques questions et en tous cas de lui poser la question.
A titre de comparaison le taux d'erreur bit du circuit UAA 3201 T vaut 3% lorsque le niveau du signal d'entrée est de -103 dBm.
Alors soyez précis et clair, personne ne pourra vous en faire le reproche.

François de DIEULEVEULT

L ' U N I V E R S   É L E C T R O N I Q U E

Oscilloscopes Professionnels

BI-Wavetek présente une gamme complète d'oscilloscopes robustes, fiables et économiques de 20MHz à 60MHz;



Tous les oscilloscopes BI-Wavetek sont livrés avec 2 sondes x1/x10

9012E
- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement alterné

3795 F TTC

9020E
- 2 x 20 MHz
- Testeur de composants
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,01µs/div
- Balayage retardé

3 990 F TTC

9016E
- 2 x 60 MHz
- Double base de temps
- Sensibilité 1mV/div
- Base de temps 0,05µs/div
- Déclenchement TV

7990 F TTC

9302E
- Mémoire numérique
- 2 x 20 MHz
- Base de temps 0,5µs/div; x 100 en mode numérique
- Mode 'Roll'
- Sortie analogique

7550 F TTC

Générateurs de Signaux

BI-Wavetek c'est aussi une gamme de générateurs de fonctions à faible distortion, polyvalents, stables et souples d'emploi, dans une gamme de 0.2Hz à 2MHz.



FG2AE — 1950 F TTC
- 7 calibres de 0,2 Hz à 2 MHz
- Sortie: carrée, sinus, triangle, pulse
- Rapport cyclique variable
- Entrée VCF, Atténuation fixe, variable

FG3BE — 2995 F TTC
Toutes les fonctons du FG2AE, plus:
- Compteur de fréquences internes et externes jusqu'à 100MHz
- Modulation de fréquence et d'amplitude
- Balayage linéaire ou logarithmique

Les Instruments de Votre Exigence

BI-WAVETEK



CONDITIONS GENERALES DE VENTE

REGLEMENT A LA COMMANDE : Forfait port et emballage **28F00 TTC**
FRANCO à partir de **700F00**
CONTRE-REMBOURSEMENT : Frais en sus selon la taxe en vigueur.
Pour faciliter le traitement de votre commande, veuillez mentionner la REFERENCE COMPLETE des articles commandés.

